

OTTO SCHRÖTER

Die Bedeutung der Elektronik für die Lochkarten-Rechenmaschinentechnik

DK 621.385 : 681.14 : 681.177

Schon früh benutzte die Menschheit Hilfsmittel für das Rechnen. Diese Hilfsmittel, von denen als einfachstes Gerät der noch heute in vielen Teilen der Welt benutzte Abacus genannt sei, wurden ständig weiterentwickelt. Anfang des 20. Jahrhunderts wurden infolge des ständigen und raschen Anwachsens der Industrie- und Handelsunternehmen der Bedarf und die Anforderungen an solche Rechenhilfsmittel immer größer. Während Analogrechner schon in verschiedenen Formen im vorigen Jahrhundert bekannt waren, entstanden brauchbare Zahlenrechner erst in diesem Jahrhundert. Analogrechner arbeiten mit Strecken, Stromwerten oder anderen Maßstäben als Ersatz (Analogon) für die Darstellung der Zahlen. Der Rechenschieber ist das populärste Beispiel eines Analogrechners. Ein Zahlenrechner (Digitalrechner) dagegen arbeitet mit direkter Darstellung der Ziffern. Die Tischrechenmaschinen, die ebenfalls Ziffernrechner sind und elektrisch oder mechanisch gesteuert werden, sollen hier außer Betracht bleiben; behandelt werden vielmehr vor allem die automatisch gesteuerten mittleren und großen Rechenanlagen.

Bevor die Elektronik Eingang in die Rechentechnik fand, wurde in vielen Fällen mit drehwählerähnlichen Kontaktsystemen gearbeitet. Bei diesen Apparaten bedeutet jede Stellung des Kontaktarmes eine bestimmte Zahl (0...9 = 10 verschiedene Kontaktstellungen). Auch Relais fanden Verwendung; in Deutschland wurde 1945 von Zuse eine relaisgesteuerte Rechenmaschine fertiggestellt. Mit einer relaisgesteuerten Anlage ließen sich bereits beachtlich kurze Rechenzeiten erreichen. Bevor auf die Rolle der Elektronik eingegangen wird, soll an Hand eines kleinen Rechenbeispiels gezeigt werden, was eine Rechenmaschine können muß. Als Beispiel wird die Ermittlung eines Rechnungsbetrages gewählt. Sie erfolgt hier nach der Formel (Menge · Preis/Einheit) — Rabattsatz + Verpackungskosten = Rechnungsbetrag. Diese Aufgabe wird von einem Assistenten an Hand eines Zahlenbeispiels auf einem Blatt Papier ausgerechnet. Als erstes ist die Formel anzusagen (a); der Assistent schreibt sie auf dem Papier nieder

$$\left[M \cdot P \cdot \left(1 - \frac{R}{100} \right) \right] + M \cdot V = RB$$

Dann müssen für eine bestimmte Ausrechnung die passenden Zahlenwerte angegeben werden (b); z. B. $M = 5 \text{ kg}$, $P = 2,50 \text{ DM/kg}$, $R = 30\%$, $V = 0,40 \text{ DM/kg}$. Nun kann der Assistent diese Zahlenwerte mit Hilfe der Formel ausrechnen, wobei darauf Wert gelegt wird, die Aufgabe schnell und fehlerfrei zu lösen (c).

1. $5 \cdot 2,50 = 12,50 \text{ DM Bruttobetrag}$
2. $1 - \frac{30}{100} = 0,7$
3. $12,5 \cdot 0,7 = 8,75 \text{ DM Nettobetrag}$
4. $0,40 \cdot 5 = 2,00 \text{ DM Verpackungskosten}$
5. $8,75 + 2,00 = 10,75 \text{ DM Rechnungsbetrag}$

Das Endergebnis 10,75 DM wurde in 5 verschiedenen Rechenschritten ermittelt. Die Reihenfolge der Rechenschritte wurde dabei von der Formel bestimmt. Für jeden Rechenschritt benötigte der Gehilfe einen Teil der Zahlen, die anderen mußte er sich für die spätere Verwendung aufschreiben (speichern — [d]). Desgleichen mußte das Zwischenergebnis des 1. Schrittes bis zum 3. Schritt gespeichert werden (d). Der Assistent ist abschließend in der Lage, das Ergebnis bekanntzugeben (e).

Zum Verständnis der Rechenmaschinentechnik ist diese primitiv erscheinende, bewußte Zergliederung der bei jeder Berechnung durchzuführenden Arbeitsgänge von Bedeutung.

Vergleicht man die erläuterten Tätigkeiten mit den Aufgaben einer Rechenmaschine, so lassen sich ähnliche Vorgänge feststellen.

a) Eine Rechenmaschine muß in der Lage sein, ein Rechenprogramm in sich aufzunehmen. Diese Möglichkeit soll so ausgebaut sein, daß ein weitgehend automatischer Ablauf auch langer Rechenformeln (großes Rechenprogramm) stattfinden kann. Die Maschine soll nicht starr an eine Rechenformel gebunden sein, sondern die verschiedensten Rechenprogramme sollen rasch gewechselt werden können. Einige Lösungen für die soeben erläuterte Forderung werden in dem Abschnitt „Programmsteuerung“ beschrieben.

b) Die Zahlenwerte müssen vor Durchführung des Programms in die Rechenmaschine gelangen, diese Eingabe der Faktoren soll einfach, schnell und sicher sein. Hierüber berichtet der Abschnitt „Eingabe und Ausgabe von Zahlenmaterial“.

c) Der Zeitaufwand für die Berechnungen soll klein sein, und die Maschine soll fehlerfrei arbeiten. Diese Punkte werden in den Abschnitten „Rechenzeiten“ und „Rechensicherheit“ erläutert.

d) Das Zahlenmaterial für eine Rechenformel soll möglichst umfangreich werden können, die Zwischenergebnisse sollen sich ohne Beschränkung hinsichtlich ihrer Häufigkeit und Stellenzahl speichern lassen. In einem späteren Abschnitt werden verschiedene elektronische Speichermöglichkeiten beschrieben.

e) Schließlich soll das Endergebnis wieder aus der Anlage herausgenommen werden können. Diese Herausnahme ist genau wie die unter b) erwähnte Eingabe eine Verbindung der Maschine mit der Umwelt. Eingabe und Ausgabe der Zahlen werden daher zusammen beschrieben. In der Nachrichtentechnik bezeichnet man ein elektronisches Rechengesetz mit „Informationswandler“, weil die herauskommenden Zahlen durch Umwandlung (Errechnung) aus den eingegebenen Zahlen (Informationen) entstanden sind.

Ein Studium der oben erwähnten Aufgaben zeigt, daß die Elektronik mit ihren heutigen Möglichkeiten nicht bei allen Punkten eingesetzt werden kann. Für die automatische Steuerung der Rechnung, für die

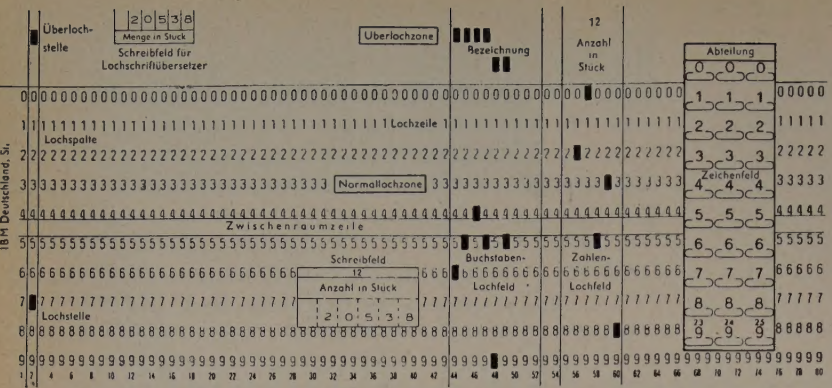
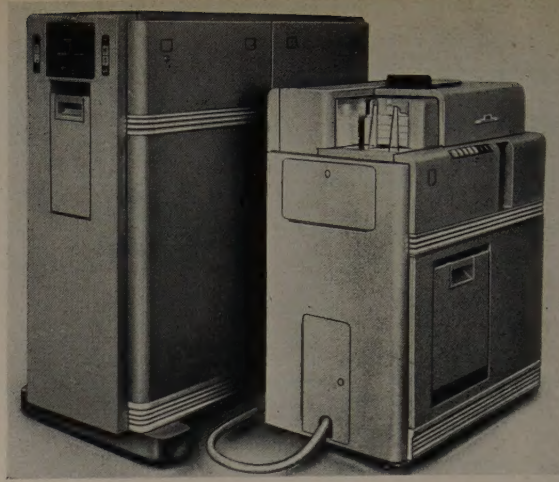


Abb. 1. Ansicht einer Lochkarte

Abb. 2 (rechts). Das Rechengerät (links) und der Stanzer (rechts) für die Kartenabföhlung und Lochung. Oben links erkennt man im Rechengerät das Glömlampenfeld, ein besonderes Kennzeichen elektronischer Maschinen. Mit Hilfe dieses Feldes kann der Zahleninhalt aller Speicher jederzeit kontrolliert werden



Herstellung ausreichender Speicherkapazitäten und für die fortlaufende Verkürzung der erforderlichen Rechenzeiten wurden elektronische Hilfsmittel in vielfältiger Form herangezogen. Die Verbindung des Rechengerätes mit der Umwelt und das Auswechseln des Rechenprogramms konnte mit wirtschaftlichen Mitteln bis heute noch nicht zufriedenstellend elektronisch gelöst werden. Diese Arbeiten erfordern daher auch den größten Zeitaufwand. Die zukünftige Entwicklungsarbeit wird hier beginnen müssen, denn augenblicklich besteht ein Mißverhältnis zwischen dem Zeitaufwand für elektronische Rechnung und Zahlenspeicherung und manueller oder elektro-mechanischer Zahlenein- bzw. -abgabe.

Lange Zeit erfolgte die Eingabe der Zahlen ausschließlich manuell, und auch heute noch arbeiten viele Rechenmaschinen mit schreibmaschinenähnlichen Tastaturen. Die Herausnahme der Zahlen erfolgt dann meist mit Hilfe von Schaurädern, Anzeigetafeln, Lampenfeldern, Schreibmaschinen oder dergleichen. Dieses Verfahren genügt im Hinblick auf Zeitaufwand und Betriebssicherheit in keinem Fall, und daher wurden fernschreiberähnliche Apparaturen, Lochstreifen, Magnettonbänder und die Lochkarte für diese Aufgabe eingesetzt. Der Nachteil der Lochstreifen ist, daß die Zahlen verschlüsselt dargestellt werden und außerhalb der Rechenmaschine schwierig zu lesen und zu sortieren sind. Die Magnettonbänder können zwar rasch das in ihnen aufgezeichnete Zahlenmaterial an die Rechenanlage abgeben (und auch neues Zahlenmaterial aus dieser aufnehmen), benötigen aber ihrerseits zahlreiche Hilfsapparaturen für Eingabe und spätere Weiterverarbeitung der Ergebnisse. Die Lochkarte, die in Abb. 1 dargestellt wird, kann auch allein jederzeit gelesen und ausgewertet werden. Besonders wichtig ist ihre leichte Sortierbarkeit und häufige Wiederverwendungsmöglichkeit für neue Aufgaben.

Erläuterung der Lochkarte

Die Lochkarte wurde im Jahre 1880 durch Dr. Hermann Hollerith (1860—1929) in USA erfunden, in den ersten Jahrzehnten des 20. Jahrhunderts weiter verbessert und ist seit längerem weitgehend standardisiert. Auf Grund ihrer besonderen Vorzüge ist sie auch für die Steuerung vieler elektronischer Rechenmaschinen der beste Ausgangspunkt. Die Lochkarte ist aus elektrisch isolierendem Karton hergestellt und bietet Platz für 80 dezimale Ziffern. Jede dieser 80 Zahlenspalten ist in 12 Lochstellen unterteilt, wobei 10 Lochstellen den Begriffen 0, 1...9 zugeordnet sind (Abb. 1). Die beiden anderen Lochmöglichkeiten in jeder Spalte werden mit 11 (oder X) und 12 bezeichnet und dienen zur Darstellung von Vorzeichen. Sie werden auch als besondere Kennzeichnungen zur Steuerung von verschiedenen Programmen oder als Hilfsmittel für Alphabetlochungen verwendet. Die Möglichkeit der Alphabetlochung gestattet es, die Karte als Karteikarte oder als Adreßkarte für das Schreiben von Rechnungen und für viele weitere Zwecke zu verwenden. Es kann im Rahmen dieses Aufsatzes nicht auf die Vielseitigkeit der Lochkarte außerhalb der Rechenmaschinenteknik eingegangen werden, aber es soll erwähnt werden, daß mit Hilfe besonderer Zusatzmaschinen (wie Sortiermaschine, Kartenmischer, Lochschriftübersetzer, Tabelliermaschine und Kartendoppler) eine umfangreiche Auswertung der Lochkarte vor, zwischen und nach den einzelnen Berechnungen in der

Rechenmaschine erfolgen kann. Besonders im kaufmännischen Rechnungswesen, aber auch in Technik und Wissenschaft ergeben sich damit Möglichkeiten, die selbst heute noch nicht voll ausgeschöpft werden.

Eingabe und Ausgabe von Zahlenmaterial

Bei der Benutzung der Lochkarte im Zusammenhang mit der elektronischen Rechenmaschine zeigt sich als erstes die Notwendigkeit, die Karte mit den Zahlenfaktoren für die Rechnungen zu versehen. Dies läßt sich mit Kartenlochapparaten, die mit schreibmaschinen-

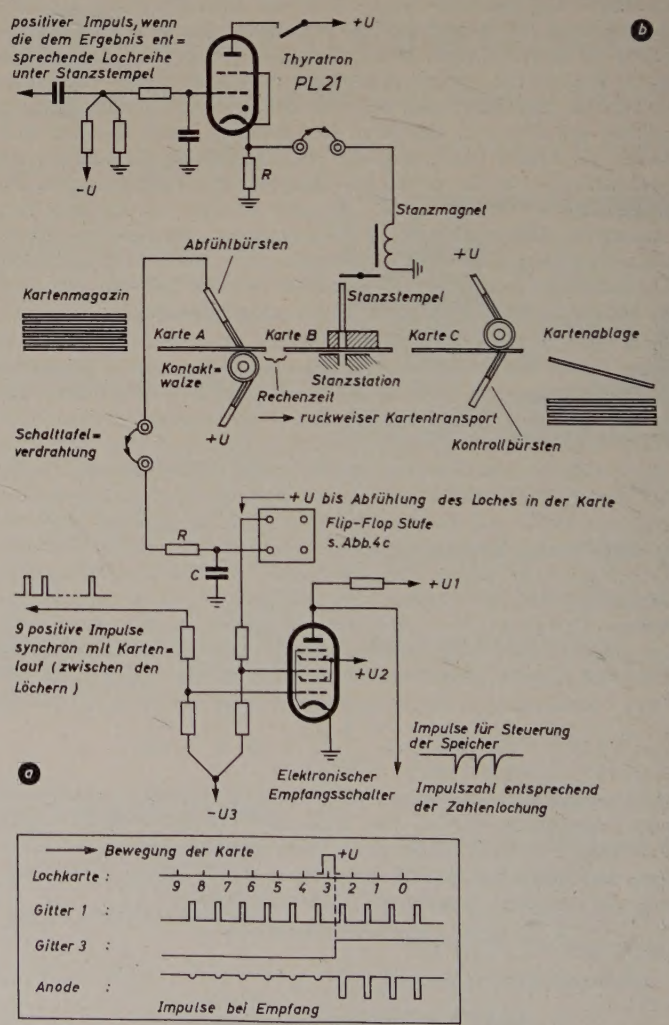


Abb. 3. Eingabe und Ausgabe von Ziffern mit Hilfe der Lochkarte. a) Prinzip der Eingabe aus der Karte, b) Prinzip der Abgabe zur Karte. Die Abföhlung, das Stanzen und die Kontrolle erfolgen im mittleren Teil

ähnlichen Tastaturen ausgerüstet sind, vornehmen. Die Lochungen werden in Prüfmaschinen geprüft. Die hierbei aufzuwendende Zeit wird um so besser ausgenutzt, je häufiger die einmal erstellte Lochkarte für verschiedene Berechnungsmöglichkeiten verwendet wird. Das elektronische Rechenggerät hat für die Abföhlung der Karte eine sogenannte Bürstenstation, die mit Hilfe einer Kontaktwalze und kleinen Abföhlbürsten die Lage der Lochungen abtastet (Abb.3). Je nach Ausführung des Rechenggerätes wird die Bürstenstation in einem mit der Rechenanlage gemeinsamen Gehäuse oder in einem getrennten Apparat untergebracht. In letzterem Falle wird die Kartenabföhl- und Lochereinheit mit Vielfachkabeln elektrisch mit der Rechenmaschine verbunden (Abb.2). Bei dezimalarbeitenden Maschinen (der Unterschied zwischen dezimalen und dualen Rechenggeräten soll später erläutert werden) wird die Eingabe der Zahlen in die Rechereinheit auf folgende Weise durchgeführt: Während die Karte rückweise durch die Abföhlstation läuft, wird jeder elektronischen Speicherstelle in der Zeit zwischen zwei Zahlenlochstellen je ein Impuls zugeföhrt. Bei Abföhlung des Loches in der Karte, das seinem Standort gemäß der vorgesehenen Zahl entspricht, wird ein elektronisches Schaltelement gesperrt, so daß der weitere Empfang von Impulsen in die Speicherstelle verhindert wird (Abb.3a). Auf diese Weise kommen genau so viel Impulse in den Speicher hinein, wie es der gewünschten Dezimalzahl entspricht. Bei dem geschilderten Vorgang muß die Karte mit der Null-Lochreihe voran durch die Abföhlstation geschickt werden. In manchen Fällen wird die Karte mit der 9-Lochreihe voran durch die Abföhlstation gegeben. Dann ist es notwendig, bei Erreichen des Loches die Zuföhrung von Impulsen in die Speicherstelle zu beginnen. Die Kartenabföhleinheit ist mit einer nockengesteuerten Zeitgeber-Einrichtung versehen, die nach Abföhlung der letzten Lochreihe ein Signal für den Beginn der Rechenoperationen abgibt. Von diesem Augenblick an übernimmt eine elektronische Programmsteuerung die Verarbeitung des Zahlenmaterials. Während dieser Rechenzeit wird die Karte zur Stanzstation geföhrt. Sobald die X-Lochreihe unter die Stanzstempel gelangt ist, wird geprüft, ob das Rechenprogramm beendet ist. Wenn nötig, kann der Stanzer bis zur Beendigung des Rechnens automatisch aussetzen. Nach beendeter Rechnung werden die Ergebnisse aus den dafür vorgesehenen Speichern in die durch das Programm vorausbestimmten Kartenspalten gelocht. Durch geeignete Maßnahmen ist sichergestellt, daß aus den elektronischen Speichern ein positiver Impuls zu dem Zeitpunkt an das Gitter eines Thyratrons kommt (Abb.3b), in dem sich die der Zahl zugehörige Lochreihe unter dem Stanzstempel befindet. Das Thyatron zündet, und der in der Katodenleitung liegende Stanzmagnet wird erregt, so daß das Lochen in dieser Zahlenreihe erfolgt. Sobald sich der Lochstempel wieder oberhalb der Karte befindet, wird diese um eine Lochreihe weitertransportiert. Besonders bemerkenswert ist die nach der Stanzstation vorgesehene zweite Abföhlbürsten-Station (Kontrollbürsten). Mit Hilfe dieser Bürstenstation können die gelochten Ergebnisse aus der Karte abgeföht und in die Rechereinheit gegeben werden. Dadurch ist es möglich, in der Rechenzeit der Karte A das auf der Karte C angegebene Ergebnis durch Rückrechnung in vollem Umfang zu überprüfen. Für die Kontrolle dieser Rückrechnungen enthält die Maschine elektronisch gesteuerte Prüfeinrichtungen, z. B. „Nullprüfung“ oder „Saldenprüfung“. Bei „Nicht Null“ oder „Minus Saldo“ kann die Maschine automatisch stoppen oder die Karte kennzeichnen.

Eine weitere Möglichkeit der Zusammenarbeit von Lochkarte und Rechenggerät ergibt sich durch Verbinden einer Tabelliermaschine mit der elektronischen Rechenanlage. Die Faktoren gelangen wie beim Stanzen von der Karte in das Rechenggerät. Nach Beendigung der Rechnung werden die Ergebnisse gemeinsam mit den Ausgangsfaktoren auf Listen geschrieben. In diesem Fall liegt in der Katodenleitung des Abgabe-Thyratrons an Stelle des Stanzmagneten ein Schreibmagnet, der die Bewegung einer Typenstange steuert. Diese Anordnung kann überall dort ausgenutzt werden, wo es auf gute Übersichtlichkeit und schnelle manuelle Auswertung der Berechnungen ankommt. Eine Anwendungsmöglichkeit besteht in dem Schreiben von mathematischen Funktionen, z. B. $y = f(x)$. Hierfür werden in die einzelnen Lochkarten die gewünschten x -Werte gelocht und gemeinsam mit den errechneten y -Werten in Listen geschrieben. Die Schreibgeschwindigkeit ist 100...150 Zeilen/min (jede Zeile maximal 100 Ziffern oder Buchstaben). Die Elektronik gestattet in den relativ kurzen Zeiten zwischen den Steuerungen zweier Schreibvorgänge die Ausrechnung umfangreicher Formeln.

Elektronische Speichermöglichkeiten

Im vorigen Abschnitt wurde beschrieben, wie die Zahlenimpulse in die Zahlenspeicher gelangen. Hierbei war vorausgesetzt, daß die Rechenanlage dezimal arbeitet. Eine oft verwendete Speicherelement ist die Doppeltriode in retroaktiver Kopplung, im Schrifttum häufig Flip-Flop-Stufe oder Trigger-Schaltung (nach Eccles-Jordan) genannt. Diese Grundschialtung wird in Abb.4 prinzipiell dargestellt. Durch die retroaktive Kopplung kann immer nur in einem System Anodenstrom fließen. Fließt der Strom im linken System, so sagt man die Stufe ist „Ein“ (1), fließt der Strom im rechten System, so ist der „Aus“-Zustand (0) gegeben. Dies entspricht der Darstellung dualer Zahlen. Das Dualsystem kennt nur die Ziffern 0 und 1. In vielen Rechenanlagen rechnet man grundsätzlich mit dualen Zahlen. In Verbindung mit der Lochkarte, die die Zahlen dezimal speichert, würde dann aber sehr häufig die Umwandlung dezimal-dual oder

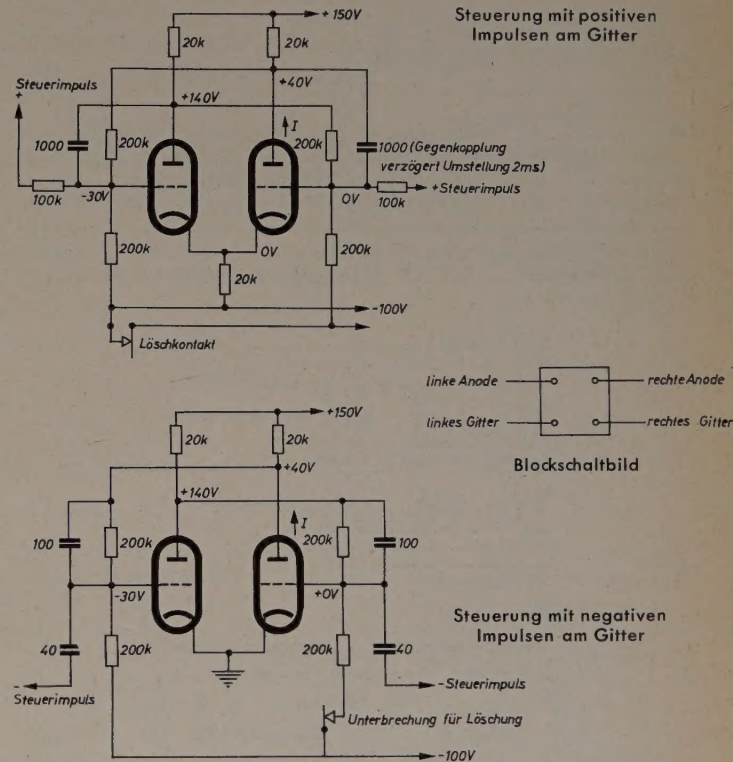
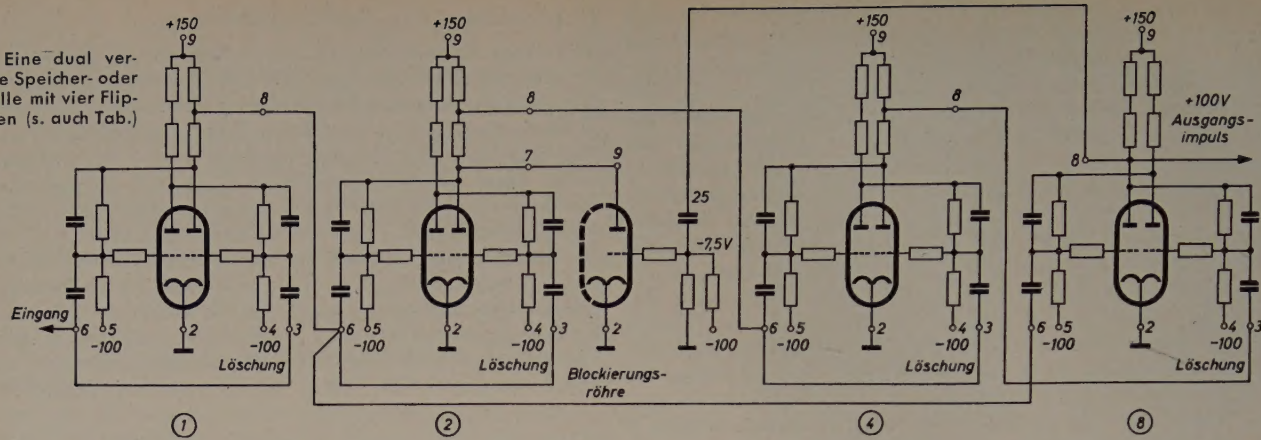


Abb. 4. Prinzipschaltung der Flip-Flop-Stufe

dual-dezimal nötig sein. Daher hat man verschiedene Verschlüsselungsmethoden entwickelt, mit deren Hilfe es möglich ist, in mehreren Flip-Flop-Stufen dezimale Zahlen dual verschlüsselt darzustellen. Abb.5 zeigt eine solche dual verschlüsselte Speicher- oder Zählerstelle, wobei 4 Flip-Flop-Stufen entsprechend den gerade leitenden Trioden-Systemen die erforderlichen Zahlenkombinationen ergeben. Der angegebene Zahlenschlüssel: „1-2-4-8“ wird in dem von der IBM hergestellten Rechenggerät Type „604“ verwendet. Der Rechner Typ „626“ verwendet eine ähnliche Schaltung, jedoch mit dem Zahlenschlüssel „1-2-2-4“. Die bei Abb.5 wiedergegebene Tabelle zeigt den Zustand der Flip-Flop-Stufen für die einzelnen Zahlen. Die bei der Beschreibung der Zahleneingabe erwähnten Zahlenimpulse (Abb.3a) steuern nun die vorher auf Null gelöschten Flip-Flop-Stufen derart, daß die sich einstellende Kombination der Anzahl der zugeföhrtten Impulse entspricht.

Neuerdings ist die Verwendung von Ferritringen mit rechteckiger Hysteresis-Schleife an Stelle der Flip-Flop-Stufen bekannt geworden. Der Zustand „Ein“ wird hierbei mittels positiver Remanenz, der Zustand „Aus“ mittels negativer Remanenz dargestellt. Es können Zahlenschlüssel verwendet werden, die ähnlich den bereits beschriebenen gestaltet sind. Bei Verwendung dieser Speichermöglichkeiten arbeiten die Rechenanlagen im allgemeinen nach dem Parallel-Prinzip (Abb.6a), d. h. alle Dezimalstellen der Rechenelemente laufen gleichzeitig parallel von Einheit zu Einheit (Zähler oder Speicher).

Abb. 5. Eine dual verschlüsselte Speicher- oder Zählerstelle mit vier Flip-Flop-Stufen (s. auch Tab.)



Zahl		1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
Trigger 1	Kennziffer ①	Ein	Aus	Ein	Aus	Ein	Aus	Ein	Aus	Ein	Aus
Trigger 2	②	Aus	Ein	Ein	Aus	Aus	Ein	Ein	Aus	Aus	Aus
Trigger 3	④	Aus	Aus	Aus	Ein	Ein	Ein	Ein	Aus	Aus	Aus
Trigger 4	⑧	Aus	Aus	Aus	Aus	Aus	Aus	Aus	Ein	Ein	Aus

Erläuterung: Man bezeichnet eine Flip-Flop-Stufe mit „Ein“, wenn das linke System leitet. „Aus“ ist gleichzeitig die Löschstelle (rechtes System leitend).

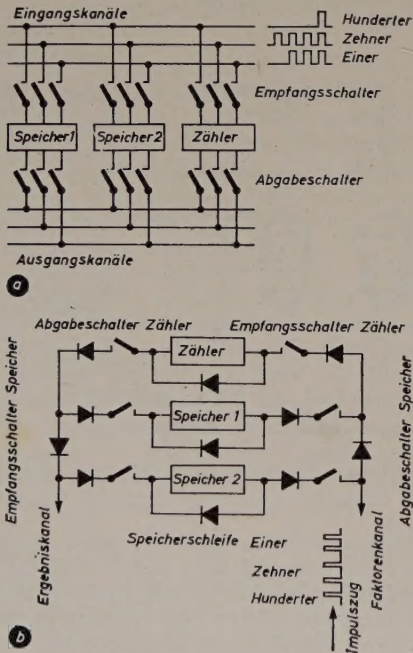


Abb. 6. Parallel- und Serienprinzip bei elektronischen Rechenmaschinen. a) Parallelbetrieb, b) Serienbetrieb

Die Anzahl der Zahlenkanäle entspricht daher der maximal gewünschten Stellenzahl. Ein anderes Prinzip wird bei Serienmaschinen angewendet, wobei in nur einem Zahlenkanal die Zahlen hintereinander geführt werden (Abb. 6b). Am bekanntesten sind hier die Ultraschallspeicher und die Speicherschleifen mit Hilfe elektromagnetischer Verzögerungsleitungen geworden.

Programmsteuerung

Mit den in den Speichern enthaltenen Zahlen sollen verschiedene Rechenoperationen durchgeführt werden, die nacheinander von der Programmsteuerung befohlen werden. In der Einleitung war hierzu die Anwendungsmöglichkeit vieler verschiedener Rechenformeln gefordert worden, d. h. es soll eine leichte Auswechselbarkeit des Rechenprogramms möglich sein. Die von der IBM hergestellten Rechenggeräte verwenden in vielen Fällen auswechselbare Schaltplatten, auf denen — ausgehend von Programmsteuerimpulsen —

die einzelnen Rechenoperationen mit Steckerleitungen geschaltet sind. Die Programmsteuerimpulse werden dann nacheinander wirksam und lösen die geschalteten Operationsbefehle, auf die im einzelnen hier nicht näher eingegangen werden soll, aus. Abb. 7 zeigt einen Ausschnitt aus der Schaltplatte des Rechengerätes Typ „604“.

Elektronische Rechenmaschinen können nun im Grunde genommen nur Impulse zählen, d. h. addieren. Die Subtraktion wird mit Hilfe der Komplementbildung durchgeführt, die in Tab. I erläutert wird. Multiplikation und Division sind fortgesetzte Additionen bzw. Subtraktionen, wie in der Tab. II dargestellt. Neben der Programmsteuerungen ist es deshalb notwendig, in der Rechenanlage Schaltungen vorzusehen, die die in Tab. I und II prinzipiell dargestellten Additions- bzw. Subtraktionsfolgen für Multiplikation und Division automatisch steuern. Die Elektronenröhre wird für diese Rechensteuerungen zu den vielfältigsten Schaltungen kombiniert. Die hierbei verwendeten Grundschaltungen sind der „Und“-Schalter und der „Oder“-Schalter. Abb. 8 zeigt das Prinzipschema. Beide Schalterarten lassen sich unter Verwendung zweier parallel geschalteter Trioden oder durch eine Mehrgitterröhre (Pentode... Heptode) herstellen. Beim „Und“-Schalter kommt nur bei gleichzeitigem Eintreffen beider Signale auf die Gitter ein Impuls am Ausgang heraus (Abhängigkeit). Beim „Oder“-Schalter handelt es sich um eine Verzweigung.

Die Schaltplatte des Typs „604“ enthält, wie aus Abb. 7 ersichtlich, Programmimpulsbuchsen für 70 verschiedene Programmgänge. Für die Errechnung der Formel $\frac{A+B}{C} = D$ sind zum Beispiel die nachstehend näher angegebenen 4 Programmschritte nötig.

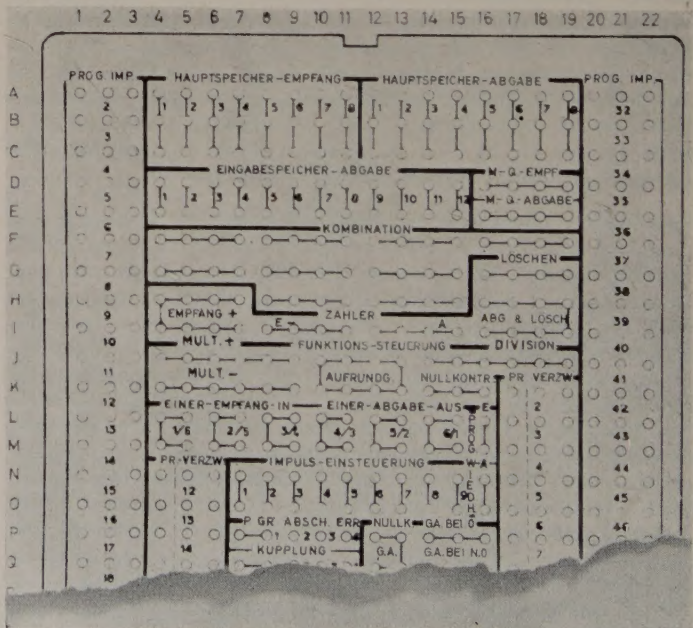


Abb. 7. Ausschnitt aus der Schaltplatte des Rechners „604“

1. $+A$ (A von Speicher 1 in Zähler)
2. $+B$ (B von Speicher 2 in Zähler)
3. $:C$ (Division)
4. Übertragung der Ergebnisses D vom Quotientenspeicher in einen Ergebnisspeicher.

In den Programmschritten 5...70 ist es nun möglich, mit dem Teilergebnis weiter zu rechnen oder eine andere Teilaufgabe zu lösen und später mit beiden Zwischenergebnissen zu einem Endergebnis zu gelangen. Es gibt hier die vielfältigsten Möglichkeiten, wobei es nicht nötig ist, daß alle 70 Programmgänge immer in starrer Reihenfolge ablaufen. Die Verdrahtung der Schaltplatte kann vielmehr so vorgenommen werden, daß abhängig von den Zwischenergebnissen oder von Kennzeichnungslochungen (X- oder 12er Lochreihe in der Karte) ein Teil der Programmgänge unterdrückt wird. Der Ablauf der Programmgänge kann beliebig oft wiederholt werden, wobei die Unterdrückung bei jedem Umlauf für andere Programmgänge wirksam werden kann. Diese Einrichtungen gestatten die Ausnutzung der Maschine für komplizierte Aufgaben aus Technik und Wissenschaft.

Tab. I. Tabelle der Subtraktionsmethode

Zehnerkomplement von $x = 10 - x$	
Beispiele:	Zehnerkomplement von 3 = 7 ($10 - 3 = 7$)
	Zehnerkomplement von 33 = 67 ($100 - 33 = 67$)
Neunerkomplement von $x = 9 - x$	
Beispiele:	Neunerkomplement von 3 = 6 ($9 - 3 = 6$)
	Neunerkomplement von 33 = 66 ($99 - 33 = 66$)
Rechenregel für Subtraktion	
Die Subtraktion einer Zahl von einer anderen ist gleich der Addition des Komplements unter besonderer Beachtung des Übertrags.	
a) Bei Zehnerkomplement entfällt der Übertrag	
b) Bei Neunerkomplement wird der Übertrag aus der höchsten in die niederste Stelle zurückgeführt (Rückübertrag)	
Beispiel:	$\begin{array}{r} 347 \\ - 168 \\ \hline 179 \end{array}$
bei Zehnerkomplement:	$\begin{array}{r} 347 \\ + 832 \\ \hline 1179 \end{array}$
Komplement = 1000	
$- 168$	
$\hline 832$	Übertrag entfällt
bei Neunerkomplement:	$\begin{array}{r} 347 \\ + 831 \\ \hline 1178 \end{array}$
Komplement = 999	
$- 168$	
$\hline 831$	$\hookrightarrow 1$ Rückübertrag
	$\hline 179$

Tab. II

a) Multiplikationsmethode

Multiplikation ist fortgesetzte Addition

Beispiele: 1. $7 \times 5 = 35$
 $5 + 5 + 5 + 5 + 5 + 5 + 5 = 35$

2. $44 \times 23 = 1012$
 $\begin{array}{r} 0440 \\ 0440 \\ 0044 \\ 0044 \\ 0044 \\ \hline 1012 \end{array}$

b) Divisionsmethode

Division ist fortgesetzte Subtraktion

Beispiel: $8 : 2 = 4$

$$\begin{array}{r} 8 \\ + 7 \text{ (9er-Komplement v. 2)} \\ \hline 5 \text{ 1. erfolgreiche Subtraktion} \\ \text{Rückübertrag} \rightarrow 1 \\ \hline 6 \\ + 7 \\ \hline 3 \text{ 2. erfolgreiche Subtraktion} \\ \text{Rückübertrag} \rightarrow 1 \\ \hline 4 \\ + 7 \\ \hline 1 \text{ 3. erfolgreiche Subtraktion} \\ \text{Rückübertrag} \rightarrow 1 \\ \hline 2 \\ + 7 \\ \hline 9 \text{ 4. erfolgreiche Subtraktion} \\ \text{Rückübertrag} \rightarrow 1 \\ \hline 0 \end{array}$$

Ergebnis: 4 (Anzahl der Subtraktionen)

Kartengesteuerte Programmierung

Für viele Anwendungsfälle reicht aber diese Form der Programmsteuerung noch nicht aus. Von den Wünschen der Praxis ausgehend, ist die „CPC“-Anlage der IBM, eine besondere Kombination zwischen Tabelliermaschine und Rechenmaschine, entwickelt worden. „CPC“ ist die Abkürzung für „Card Programmed Calculator“. Es handelt sich also um eine kartenprogrammierte Rechanlage. Auf der Schaltplatte des Rechners sind 180 Programmschritte verfügbar, mit Hilfe derer die verschiedensten Rechenoperationen (Addition, Subtraktion, Multiplikation, Division, Potenzierung und Radizierung) je einmal verdrahtet werden. Außerdem werden die verschiedensten Funktionen (Sinus, Cosinus, Exponentialfunktionen usw.) sowie vielfach auch ganze Formeln (sogenannte Unterprogramme) verdrahtet.

Jeder Operation, Funktion oder Formel wird eine Kennziffer zugeteilt. Die Reihenfolge der Operationen wird nicht mehr durch die Schalttafelverdrahtung bestimmt, sondern durch die in Lochkarten eingelochten Kennziffern gesteuert, wobei es möglich ist, mit einer einzigen Schalttafel die verschiedensten Rechenprogramme, gleich welcher Länge oder Operationsform, durchzuführen. Dadurch erhält die Lochkarte auch für die Erfüllung der am Anfang dieses Aufsatzes aufgestellten Forderung nach leichter Austauschbarkeit der Programme eine entscheidende Bedeutung.

Andere Programmsteuerungen

In besonderen Fällen der Anwendung für wissenschaftliche Zwecke sind die Anforderungen an die Programmierungsmöglichkeit noch höher. Zur Lösung dieser Aufgaben werden gespeicherte Programme verwendet. Lochstreifen und Magnetband, besonders aber die Magnetrolle, haben für die Lö-

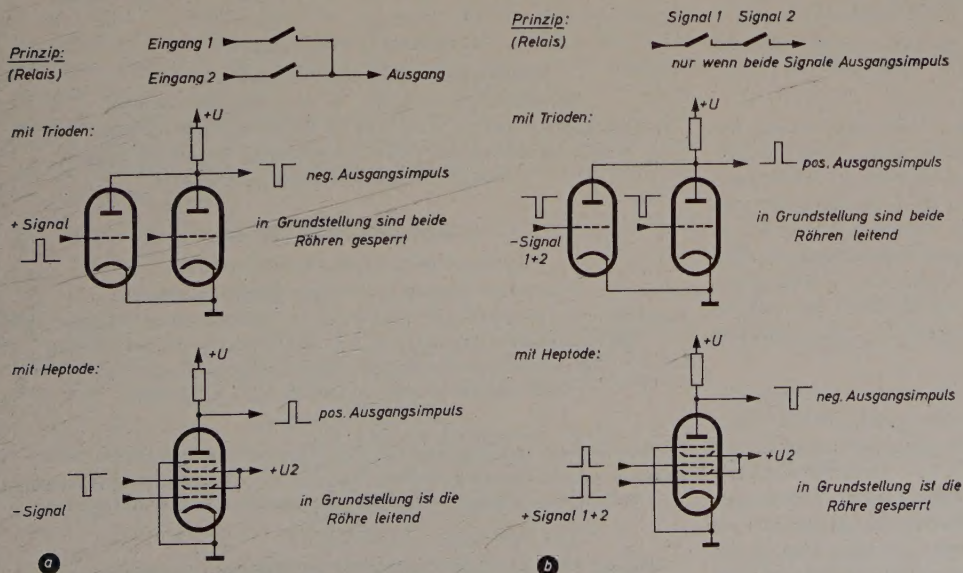


Abb. 8. Verschiedene Schalterkombinationen. a) „Oder“-Schalter, b) „Und“-Schalter

sung dieser Steuerungsprobleme die größte Bedeutung. Die Magnet-trommel besteht aus einer rotierenden Trommel, die mit einer dünnen magnetisierbaren Schicht bedeckt ist. Die magnetische Polarität einzelner Punkte auf der Schicht entspricht den „Ein“- und „Aus“-Stellungen der beschriebenen Flip-Flop-Stufen. Ziffern, die durch 4 aufeinanderfolgende Punkte (der durch einen solchen Punkt darstellbare Informationsbetrag wird Bit genannt) im dual-verschlüsselten Dezimalsystem dargestellt sind, übernehmen z. B. die Rolle der Kennziffern in den Lochkarten der „CPC“. Eine Magnettrommel verfügt über eine sehr große Kapazität und wird daher auch gern für die Speicherung von Rechenfaktoren verwendet. Die heute verwendeten Magnettrommeln sind meistens 40...60 cm lang und haben einen Durchmesser von 20...50 cm. Spezialmotoren treiben sie mit 3000 bis 9000 Umdrehungen je Minute an. Es wurden Magnettrommeln gebaut, die eine Speicherkapazität in der Größenordnung einer halben Million dualer Ziffern haben. Allerdings bedingen solche Anlagen wegen der extrem hohen mechanischen Anforderungen und komplizierten Abnahmevorrichtungen große Herstellungskosten. Errechnet man aber die Kosten je dualer Speicherstelle, so zeigt sich, daß die Magnettrommel einen der preiswertesten Speicher darstellt.

Rechenzeiten

Die in Tab. I und II gezeigten Rechenmethoden wurden schon bei elektro-mechanischen und relaisgesteuerten Maschinen verwendet. Eine Addition benötigte dann etwa 0,5 s, Multiplikation oder Division etwa das 10fache. Durch Anwendung der Elektronik gelang es, diese Zeiten auf den tausendsten Teil oder weniger zu verringern. Die für ein neues Rechenggerät zugrunde gelegte Rechenzeit wird immer das

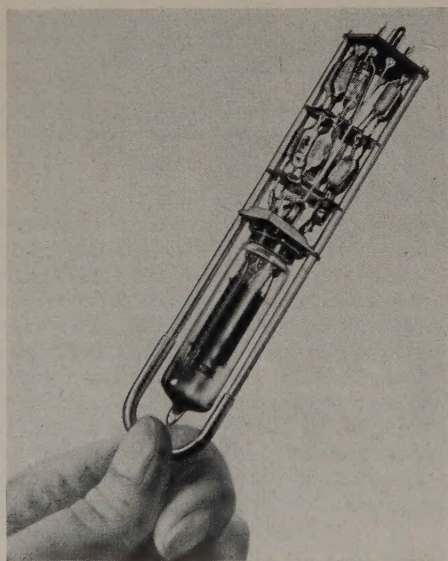


Abb. 9. Röhrensteckeinheit. Etwa 1000 solcher Einheiten werden in einer elektronischen Rechenanlage Typ „604“ verwendet

Ergebnis einer Gegenüberstellung der Punkte Übersichtlichkeit, Betriebssicherheit, Aufwand und Schnelligkeit sein. Beim IBM-Rechenggerät Typ „604“ ist die Zeit für eine Addition (+ 8 Dezimalzahlenstellen) 0,5 ms, für eine Multiplikation (8 · 5 Stellen) oder eine Division (13:8 Stellen) im Mittel etwa 14 ms. Zwischen den einzelnen Programmschritten fallen keine zusätzlichen Wartezeiten an. Ein Programm, das aus 10 Additionen, 5 Subtraktionen, 3 Multiplikationen und 2 Divisionen besteht, erfordert einschließlich der notwendigen Querübertragungen für Zwischenergebnisse eine mittlere Rechenzeit von 100 ms.

Eine Spitzenleistung auf dem Gebiet elektronischer Rechenzeiten stellt das von der IBM in USA gebaute Rechenggerät „NORC“ dar, das 13 · 13 Stellen in 33 μ s multipliziert. Da diese Schnelligkeit mit einem großen Aufwand erreicht wird, soll die hier genannte Zahl nur das heute Mögliche kennzeichnen, ohne daß darauf näher eingegangen wird. Man wird selbstverständlich die elektronische Rechenzeit im Durchschnittsfall nicht auf das äußerste beschleunigen, solange die Eingabe und Ausgabe der Zahlen noch elektro-mechanisch erfolgen muß. Für die nächsten Jahre werden daher im allgemeinen Additions-

zeiten von 0,1...2,0 ms verwendet werden. Die hierbei zur Anwendung gelangenden Grundfrequenzen (Rechteckwellen) für die Steuerung aller Rechengvorgänge liegen zwischen 10 und 250 kHz.

Rechensicherheit

In den letzten Jahren konnte die Betriebssicherheit der elektronischen Rechengeräte entscheidend verbessert werden. Während vor fünf Jahren vielfach noch über ungenügende Betriebssicherheit geklagt wurde, ist heute durch sorgfältige Auswahl aller Bauelemente (Widerstände, Kondensatoren, Röhren usw.) die Ausfallziffer weitgehend erniedrigt worden. Die ausgeführten Konstruktionen gestatten es, auftretende Störungen in kürzester Zeit zu beheben. Ein typisches Beispiel des hier zur Anwendung kommenden Baukastenprinzips zeigt die in Abb. 9 dargestellte Röhrensteckeinheit. In solchen Steckeinheiten werden 90% aller Schaltelemente eines Rechengerätes untergebracht. Die Elektronik hat gegenüber der Elektromechanik einen weiteren wichtigen Vorteil. Durch besondere Prüfverfahren ist es möglich, in festgelegten Zeitabschnitten alle Bauelemente und Röhren festzustellen, die Änderungen ihrer Kenndaten erfahren haben. Durch diese Methode, bei der die Veränderung der Betriebsspannungen und Betriebsfrequenz sowie spezielle Prüfschaltungen angewendet werden, ist es möglich, die meisten anfälligen Einzelteile vor dem eigentlichen Auftreten des Fehlers zu erkennen und auszuwechseln. In der IBM werden alle bei dieser vorbeugenden Prüfung ausgeschiedenen Bauteile sorgfältig untersucht und die Ergebnisse dieser Prüfung mit Hilfe der Lochkarte statistisch ausgewertet. In ständiger Zusammenarbeit mit allen Lieferfirmen kann so ein Höchstmaß an Betriebssicherheit gewährleistet werden.

Ausblick

Die Anwendung der elektronischen Technik für Rechenanlagen ist heute zehn Jahre alt. 1945 wurde in USA die erste elektronische Rechenanlage „ENIAC“ in Betrieb genommen. Die Fortschritte, die in diesen zehn Jahren gemacht wurden, sind überaus vielseitig und bedeutend. Auch in Deutschland sind seit einigen Jahren an verschiedenen Hochschul-Instituten Rechenmaschinen fertiggestellt worden oder im Bau. Das Interesse für die elektronische Rechenmaschinentechnik wird immer größer, nicht zuletzt dank der aner kennenswerten Bemühungen der Nachrichten-Technischen Gesellschaft (NTG) innerhalb des VDE. Der Fachausschuß „Informationswandler“ hat unter dem Vorsitz von Dr. Piloty jun., München, seine Arbeit aufgenommen, um weitere Beiträge zur Information aller interessierten Seiten zu leisten.

FUNK-TECHNIK

RADIO · FERNSEHEN · ELEKTRONIK

bringt in den Maiheften u. a. folgende Beiträge:

1. Maiheft 1955 (Nr. 9)

Diktiergeräte mit hohem Bedienungskomfort
Der Flächentransistor (II) • Eine neue Hi-Fi-Anlage
Verdreifacher und 80-Watt-Endstufe für das 435-MHz-Amateurband
Bild-ZF-Verstärker und Video-Endstufe eines Fernsehempfängers
Miniatur-Tongenerator mit Transistor

2. Maiheft 1955 (Nr. 10)

Struktur der Radio- und Fernsehindustrie
Druckkastenaggregate mit vielen Schaltmöglichkeiten
Rundfunk und Fernsehen auf der Deutschen Industriemesse Hannover 1955
Das Fernsehen in der Schweiz • „Minicheck I“ — als Meßsender
Brummkompensation durch angezapften Ausgangsstrom
AM- und FM-Empfangsgerät für hohe Ansprüche
So arbeitet mein Super
Von Sendern und Frequenzen • Kurznachrichten • Zeitschriftendienst
Beilagen: Mikrowellenelemente (Hohlrohrtechnik) • Vertikal-(Bild-) Ablenkung
im Fernsehempfänger • Prüf- und Meßgeräte • Prüfen und Messen

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

Zur richtigen und zuverlässigen Dimensionierung einer HF-Eingangsröhre eignet sich am besten die Darstellung dieser Stufe in der Form eines aktiven Vierpols. Im folgenden werden die Vierpolgleichungen abgeleitet sowie ihre Anwendung auf die wichtigsten Schaltungsarten gezeigt und an Hand von Berechnungsbeispielen im einzelnen erläutert.

1. Der Verstärker als Vierpol

Unter der Voraussetzung, daß nur geringe Spannungen am Ein- und Ausgang einer HF-Verstärkerröhre liegen, lassen sich die Abhängigkeiten der Ströme und Spannungen voneinander in Form allgemeingültiger, linearer Gleichungen darstellen. Da ferner in der Schaltungspraxis Kreise, Bandfilter, Transformatoren usw. meist parallel an die bereits an den betreffenden Klemmen liegenden Widerstände angeschlossen werden, eignet sich die Wahl eines Vierpols als „ π “-Glieder, dessen weiter unten zu erklärende Vierpolkonstanten als Leitwerte eingeführt werden. Im Gegensatz zu einem passiven Vierpol, der nur drei voneinander unabhängige Konstanten besitzt, stellt eine Röhre einen aktiven Vierpol mit vier Vierpolkonstanten dar. Die „Aktivität“ des Röhrenvierpols ist durch die Generatorwirkung der Röhre zu verstehen.

Zur Aufstellung der Vierpolgleichungen wird die Abb. 1 benutzt. Die Klemmen 1—1' und 2—2' sind die Ein- bzw. Ausgangsklemmen des Vierpols. Die Spannungen U_1 und U_2 zählen dann als positiv, wenn ihre Richtung als Vektor von oben nach unten weist. Die Ströme I_1 und I_2 werden als positiv angenommen, wenn sie in die oberen Klemmen 1 bzw. 2 hineinfließen. Diese Zählart ist zweckmäßig, da es sich bei

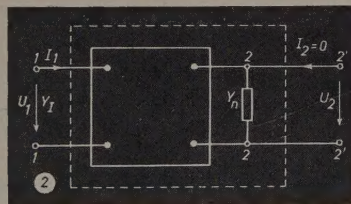
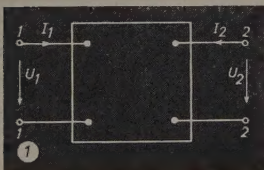


Abb. 1. Allgemeines Schema eines Vierpols. Abb. 2. Vierpoldarstellung zur Definition des Eingangsleitwertes bei Abschluß des Ausgangs mit Y_n

einer Röhre, wie schon erwähnt, um einen aktiven Vierpol handelt. Im inneren, umrandeten Teil des Vierpols befindet sich die Röhre mit ihren statischen und elektronischen Leitwerten, die im allgemeinen als komplex anzusetzen sind. Ob die äußeren Schaltelemente, z. B. die Kreise, Neutralisationskapazitäten, Anpassungsglieder usw. mit in den inneren Röhrenvierpol einbezogen werden, ist nur nach der Zweckmäßigkeit der Rechnung zu entscheiden und wird an Hand von Beispielen gezeigt.

Wir setzen nun die allgemeinen Vierpolgleichungen in der Form an

$$I_1 = Y_{11} U_1 + Y_{12} U_2 \quad (1)$$

$$I_2 = Y_{21} U_1 + Y_{22} U_2 \quad (2)$$

Die Größen $Y = G + jB$ bezeichnen komplexe Leitwerte mit dem Realteil G und dem Imaginärteil B . Die 4 Vierpolkonstanten Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} und Y_{22} werden durch die folgenden Gleichungen definiert:

$$Y_{11} = \left(\frac{I_1}{U_1} \right)_{U_2=0} \quad \text{— Eingangskurzschlußleitwert bei Kurzschluß am Ausgang 2—2'} \quad (3)$$

$$Y_{12} = \left(\frac{I_1}{U_2} \right)_{U_1=0} \quad \text{— Rückwirkungsleitwert, Klemmen 1—1' kurzgeschlossen} \quad (4)$$

$$Y_{21} = \left(\frac{I_2}{U_1} \right)_{U_2=0} \quad \text{— Übertragungsleitwert, Klemmen 2—2' kurzgeschlossen} \quad (5)$$

Die Eingangsstufe eines HF-Verstärkers als aktiver Vierpol

DK 621.372.5 : 621.375.2

$$Y_{22} = \left(\frac{I_2}{U_2} \right)_{U_1=0} \quad \text{— Ausgangskurzschlußleitwert bei Kurzschluß der Klemmen 1—1'} \quad (6)$$

Sie lassen sich, falls sie komplex sind, meist leichter berechnen als durch direkte Messung gewinnen. Aus (3)...(6) ergibt sich die physikalische Bedeutung der Vierpolkonstanten. Y_{11} stellt das Verhältnis des Eingangsstromes I_1 zur Eingangsspannung U_1 bei Kurzschluß am Ausgang 2—2' dar. Ist umgekehrt Y_{11} bekannt, so lassen sich aus (3) I_1 bzw. U_1 berechnen, falls U_2 bzw. I_2 bekannt sind. Sinngemäß läßt sich diese Deutung auch auf die weiteren Konstanten übertragen. Beispielsweise ruft eine Ausgangsspannung U_2 eine Einströmung $I_1 = U_2 \cdot Y_{12}$ nach (4) am Eingang hervor, wenn die Klemmen 1—1' kurzgeschlossen sind. Ähnlich verursacht eine Eingangsspannung U_1 eine Einströmung $I_2 = U_1 \cdot Y_{21}$ in den Ausgang nach (5), wenn die Klemmen 2—2' kurzgeschlossen sind.

Mit Hilfe dieser Vierpolkonstanten ist das Verhalten einer Schaltung nach Abb. 1 und ihre vollständige Berechnung möglich. In der Praxis tritt darüber hinaus der Fall ein, daß erstens an die Ausgangsklemmen 2—2' unseres Vierpols ein Nutzverbraucher mit dem Leitwert Y_n (den z. B. der Eingang einer nachfolgenden Stufe darstellen kann) angeschlossen wird, zweitens am Eingang unseres Vierpols ein ihm mit der Signalspannung speisender Leitwert (z. B. der, meist transformierte, Innenleitwert der Antenne Y_A) liegt. In diesen Fällen interessiert die Frage nach dem an den Klemmen 1—1' bzw. 2—2' erscheinenden Leitwert, wenn die Klemmen 2—2' bzw. 1—1' mit dem Leitwert Y_n bzw. Y_A belastet sind. Man nennt diese beiden Leitwerte Y_I und Y_{II} Eingangsleitwert und Ausgangsleitwert; es sei erwähnt, daß sie nicht identisch mit den Vierpolkonstanten Y_{11} und Y_{22} sind. Zu ihrer Berechnung wendet man einen kleinen Kunstgriff an. Um Y_I zu ermitteln, bezieht man Y_n mit in den Vierpol ausgang ein, d. h., man benutzt einen neuen (in Abb. 2 gestrichelt umrandeten) Vierpol, dessen Ausgangsklemmen 2—2', da Y_n sich innerhalb dieses neuen Vierpols befindet, im Leerlauf sind. Dies bedeutet aber, daß für den Vierpol nach Abb. 2 der Ausgangsstrom $I_2 = 0$ ist. Y_I stellt danach das Verhältnis des Eingangsstromes I_1 zu der Eingangsspannung U_1 für $I_2 = 0$ dar, wenn Y_{22} durch die Parallelschaltung $Y_{22} + Y_n$ ersetzt wird. Aus (1) erhält man somit

$$Y_I = \left(\frac{I_1}{U_1} \right)_{I_2=0} \quad (7)$$

$$\frac{I_1}{U_1} = Y_{11} + Y_{12} \frac{U_2}{U_1} \quad (8)$$

Aus (2) ergibt sich für $I_2 = 0$

$$0 = Y_{21} U_1 + (Y_{22} + Y_n) U_2 \quad (9)$$

Daraus errechnet sich das Verhältnis $\frac{U_2}{U_1}$ zu

$$\frac{U_2}{U_1} = - \frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_n} \quad (10)$$

Aus (8) und (10) erhält man damit

$$Y_I = \left(\frac{I_1}{U_1} \right)_{I_2=0} = Y_{11} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{22} + Y_n} \quad (11)$$

Zu (11) sei bemerkt, daß Y_I mit dem Leitwert Y_{11} identisch ist, wenn Y_{12} oder Y_{21} Null sind. Da Y_{21} , wie später noch gezeigt wird, im wesentlichen durch die Steilheit der Röhre bestimmt wird, kommt es dabei

auf das Verschwinden des Rückwirkungsleitwertes Y_{12} an. Während der Realteil von Y_{11} fast immer positiv ist, läßt sich über das Vorzeichen des zweiten Gliedes von (11) nur von Fall zu Fall eine Aussage machen. Bei von Null verschiedenem zweiten Glied von (11) kann daher sowohl eine Entdämpfung wie auch eine Bedämpfung des Eingangs gegenüber dem Fall vollständiger Rückwirkungsfreiheit eintreten. Zusammen mit dem am Eingang liegenden Leitwert Y_A stellt die Summe $Y_A + Y_I$ den gesamten Eingangsleitwert der vorgegebenen Schaltung dar. Die Bedeutung der Größe Y_I ergibt sich aus der Tatsache, daß man sofort den Grad einer Fehlanpassung der Antenne an den Vierpoleingang errechnen kann, die dann vorliegt, wenn $G_A \neq G_I$ und der Eingang gegenüber seiner Resonanzfrequenz verstimmt ist. Ferner ist für die Schwingsicherheit notwendig, daß $G_A + G_I > 0$ ist. Meist wird von einer Eingangsschaltung sogar verlangt, daß sie auch bei herausgezogener Antenne ($G_A = 0$) nicht schwingt, d. h. daß $G_I > 0$ sein muß.

Bei der Berechnung von Y_{II} geht man ähnlich wie vorhin vor. Man schließt dazu an den Eingang den Leitwert Y_A an und legt die Eingangsklemmen 1—1 des neuen Vierpols (Abb. 3) so, daß sich Y_A

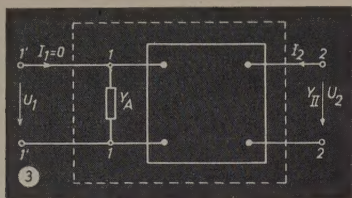


Abb. 3. Vierpoldarstellung zur Definition des Ausgangsleitwertes bei Anschluß des Generatorinnenleitwertes Y_A an den Eingang

innerhalb desselben befindet. Dann ist $I_1 = 0$. Man sucht den Leitwert Y_{II} , der an den Klemmen 2—2 erscheint, wenn man in der Pfeilrichtung in die Klemmen 2—2 hineinsieht.

Aus (2) folgt

$$\frac{I_2}{U_2} = Y_{22} + Y_{21} \frac{U_1}{U_2} \quad (12)$$

Für $I_1 = 0$ ergibt sich aus (1), da Y_A parallel zu Y_{11} liegt

$$0 = (Y_A + Y_{11}) U_1 + Y_{12} U_2 \quad (13)$$

Aus (12) und (13) erhält man jetzt

$$Y_{II} = \left(\frac{I_2}{U_2} \right)_{I_1=0} = Y_{22} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{11} + Y_A} \quad (14)$$

Ähnlich wie Y_I nach (11) ist Y_{II} nur bei verschwindender Rückwirkung mit Y_{22} identisch. In der Praxis geht das Bemühen dahin, vom Ausgang einer Röhrenschaltung maximale Leistung in den Eingang der nachfolgenden Stufe zu übertragen. Dafür ist die Bedingung $G_{II} = G_n$ zu erfüllen, wobei selbstverständlich die Blindkomponente am Ausgang $B_{II} + B_n$, die man meist durch Kreisabstimmung in weiten Grenzen ändern kann, zu Null zu machen ist. Die beiden Gleichungen (11) und (14) ermöglichen die Berechnung der Verstärkungseigenschaften der Stufe, der Spannungs- und der Leistungsverstärkung. Denn für den gesamten Verstärker ist nicht die Verstärkung des Röhrenvierpols nach Abb. 1 interessant, sondern die der Schaltung nach Abb. 2 und 3. Unter der komplexen Spannungsverstärkung $V = |V|e^{j\psi}$, in der $|V|$ den Betrag und ψ den Phasenwinkel bezeichnen, ist das (komplexe) Verhältnis der Ausgangsspannung U_2 zu der Eingangsspannung U_1 , die unter Einwirkung der den Eingang speisenden EMK an den Klemmen 1—1 entsteht, zu verstehen. Man erhält V sofort aus (2), in der lediglich Y_n parallel zu Y_{22} zu legen ist und daher $I_2 = 0$ gesetzt werden kann, zu

$$V = \frac{U_2}{U_1} = - \frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_n} \quad (15)$$

Unter der Leistungsverstärkung g (die Bezeichnung g ist vom englischen Schrifttum her — gain = Gewinn — gebräuchlich) versteht man nach der allgemein üblichen Definition das Verhältnis der im Nutzleitwert Y_n verbrauchten Wirkleistung zu der dem Eingangsleitwert Y_I zugeführten Wirkleistung. Naturgemäß lassen sich in ähnlicher Art auch die Begriffe der Schein- bzw. Blindleistungsverstärkung einführen, die jedoch für die Praxis weniger interessant sind. Ist der Betrag der Ausgangsspannung $|U_2|$, so wird im Realteil

von Y_n die Nutzleistung $|U_2|^2 \cdot G_n$ verbraucht. Liegt ferner an den Eingangsklemmen die Spannung U_1 , so wird dem Vierpoleingang von der speisenden Quelle her eine Nutzleistung $|U_1|^2 \cdot G_I$ zugeführt. Wir erhalten daher für die gesuchte Leistungsverstärkung den Ausdruck

$$g = \frac{|U_2|^2 \cdot G_n}{|U_1|^2 \cdot G_I} = |V|^2 \frac{G_n}{G_I} = \left| \frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_n} \right|^2 \frac{G_n}{G_I} \quad (16)$$

Die genaue Messung der Leistungsverstärkung ist im Gegensatz zur Messung von V auch noch bei cm- und mm-Wellen möglich. Darüber hinaus verliert die Spannungsverstärkung bei hohen Frequenzen, bei denen infolge der Laufzeiteffekte die reinen Röhrenleitwerte endliche Realteile besitzen, ihre bei tiefen Frequenzen allein interessierende Bedeutung, da dann die Steuerung der Röhre nicht mehr leistungslos erfolgt. Aus diesen Gründen wird man sich stets bemühen, ein Maximum von g zu erreichen. Das ist dann der Fall, wenn sowohl am Eingang wie am Ausgang des Vierpols Anpassung vorliegt. Aus der Vierpoltheorie läßt sich ferner der wichtige Satz ableiten, daß die für das Optimum von g erforderlichen Ein- und Ausgangsleitwerte gleich dem quadratischen Mittelwert aus den jeweiligen Kurzschluß- und Leerlaufleitwerten sind. Der Ein- und Ausgang des erweiterten Vierpols sei auf die Resonanzfrequenz abgestimmt. Mit $G_{IK} = G_{11} = \text{Re}(Y_{11})$ sollen der Realteil des Eingangsleitwertes (ohne angeschlossenen Generatorleitwert) bei Kurzschluß am Ausgang, mit $G_{IL} = \text{Re}(Y_I)$ der Eingangsleitwert bei Leerlauf am Ausgang (Y_n angeschlossen), ferner mit $G_{IIK} = G_{22} = \text{Re}(Y_{22})$ und mit $G_{IIL} = \text{Re}(Y_{II})$ die entsprechenden Ausgangsleitwerte bezeichnet werden. Dann ergeben sich für den optimalen Ein- bzw. Ausgangsleitwert die Beziehungen

$$G_{I \text{ opt}} = \sqrt{G_{IK} \cdot G_{IL}} = \sqrt{G_{11} \cdot G_I} \quad (17)$$

$$G_{II \text{ opt}} = \sqrt{G_{IIK} \cdot G_{IIL}} = \sqrt{G_{22} \cdot G_{II}} \quad (18)$$

Der optimale Wert des Verbrauchers $G_n = \text{Re}(Y_n)$ hat daher den Wert nach (18) und der Generator am Vierpoleingang G_A den Wert $G_{I \text{ opt}}$ nach (17), damit die vorgegebene Verstärkerschaltung das Optimum der Leistungsverstärkung erreicht.

2. Die Vierpolkonstanten der Grundsaltungen

2.1 Katodenbasis-Schaltung (KB)

Zur Berechnung der Vierpolkonstanten der KB-Schaltung soll von Abb. 4 ausgegangen werden. Es ist im allgemeinen zweckmäßig, die Kreisleitwerte am Ein- und Ausgang des Vierpols gleich in den Röhrenvierpol einzubeziehen, so daß nur der Generatorleitwert am Eingang und der Belastungsleitwert am Ausgang außerhalb liegen. In Abb. 4 bezeichnen K, G und A Katode, Gitter, und Anode der Röhre. Die Indizes an den einzelnen Leitwerten kennzeichnen ihre Zugehörigkeit zu den betreffenden Röhrenklemmen. Die Besonderheit des aktiven Vierpols kommt in dem Vierpolersatzbild durch die Einstromung SU_{GK} zum Ausdruck. Physikalisch bedeutet dies,

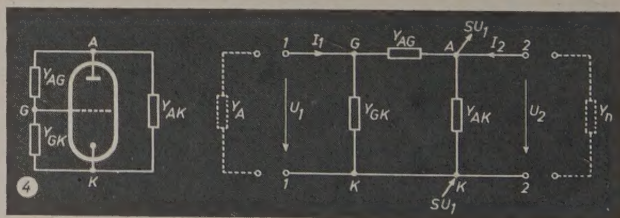


Abb. 4. Schaltbild und Vierpolersatzbild einer Triode in Katodenbasisschaltung

daß beim Anlegen einer Wechselspannung U an die GK-Strecke aus der Katode eine Einstromung SU austritt und in die Anode eintritt. Wichtig ist die Zählrichtung dieser Einstromung. Wird allgemein als positive Zählrichtung der Steuerspannung U_{GK} die Richtung vom Gitter zur Katode angenommen, so ist der Pfeil der Einstromung in die Katode hineinweisend und aus der Anode herausfließend zu zeichnen. Mit $S = |S| \cos \varphi + j |S| \sin \varphi$ bezeichnen wir im folgenden stets die komplexe Steilheit, mit $|S|$ ihren Betrag und mit φ ihren Phasenwinkel.

Zwischen den Klemmen GK liegen in der KB-Schaltung die folgenden Schaltungs- und Röhrenleitwerte: Y_{Krl} — der Leitwert des Eingangskreises, zu dem auch der „kalte“ Eingangsleitwert der Röhre mit Fassung gezählt wird, Y_m — der Leitwert der

Gesamtemission und Y_{el} — der elektronische Leitwert der GK-Strecke. An den Klemmen AG liegt Y_{AG} , bestehend aus dem Leitwert der Gitteranodenkapazität und einem eventuell außerhalb der Röhre an AG zugeschalteten Schaltungsleitwert. Zwischen Anode und Katode liegen erstens der komplexe innere Leitwert $S \cdot D$ (D = Durchgriff) und die Durchgriffskapazität C_{AK} , ferner der Leitwert des Ausgangskreises Y_{kr2} . Die daraus abzuleitenden Vierpolkonstanten lassen sich, entsprechend den Gleichungen (3) ... (6), durch Kurzschluß der Ausgangs- oder Eingangs-klemmen aus dem Verhältnis des in den Eingang bzw. Ausgang des Vierpols hineinfließenden Stromes zu der diesen Strom erzeugenden Spannung berechnen. Man erhält dafür die folgenden Werte:

$$Y_{11} = Y_{GK} + Y_{AG} = Y_{kr1} + Y_m + Y_{el} + Y_{AG} \quad (19a)$$

$$Y_{12} = -Y_{AG} \quad (19b)$$

$$Y_{21} = S - Y_{AG} \quad (19c)$$

$$Y_{22} = Y_{AK} + Y_{AG} = S \cdot D + j\omega C_{AK} + Y_{kr2} \quad (19d)$$

Wird an den Ausgang ein Nutzverbraucher Y_n angeschlossen, so ergibt sich für den Eingangsleitwert Y_I nach (11)

$$Y_I = Y_{GK} + Y_{AG} + Y_{AG} \frac{S - Y_{AG}}{Y_{GK} + Y_{AG} + Y_n} \quad (20)$$

Entsprechend folgt aus (14) für den Ausgangsleitwert Y_{II} , wenn an die Eingangs-klemmen der Generatorleitwert Y_A geschaltet wird,

$$Y_{II} = Y_{AK} + Y_{AG} + Y_{AG} \frac{S - Y_{AG}}{Y_{GK} + Y_{AG} + Y_A} \quad (21)$$

Ist die Stufe neutralisiert, d. h. der Rückwirkungsleitwert $Y_{AG} = 0$, so wird $Y_I = Y_{GK}$ und $Y_{II} = Y_{AK}$.

Für die Spannungsverstärkung V erhält man aus (15)

$$V = - \frac{S - Y_{AG}}{Y_{AK} + Y_{AG} + Y_n} \quad (22)$$

Das negative Vorzeichen in (22) bedeutet physikalisch, daß bei reellem V die Eingangs- und Ausgangsspannung um 180° phasenverschoben sind, eine Tatsache, die aus dem Verhalten einer in KB-Schaltung arbeitenden Röhre bei langen Wellen gut bekannt ist.

2.2 Gitterbasis-Schaltung (GB)

Die Ermittlung der Vierpolkonstanten der GB-Schaltung soll nach Abb. 5 erfolgen. Besonders zu beachten ist in diesem Falle die Umkehrung der Richtung von SU_1 gegenüber Abb. 4 für die KB-Schaltung. Dies kommt daher, daß diesmal als positiv die Richtung der

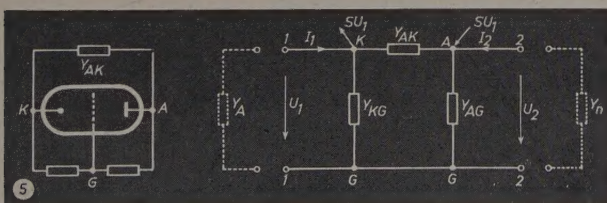


Abb. 5. Schaltbild und Vierpolersatzbild einer Triode in Gitterbasisschaltung

Eingangsspannung U_1 von Katode nach Gitter zählt und sich dann auch definitionsgemäß das Vorzeichen der Einströmung ändert. Wie im Fall der KB-Schaltung bezieht man den Ein- und Ausgangskreis in den Röhrenviertel ein. In der GB-Schaltung liegt nach Abb. 5 Y_{kr2} an den Klemmen AG. Für die Vierpolkonstanten der GB-Schaltung ergeben sich die folgenden Werte:

$$Y_{11} = S + Y_{GK} + Y_{AK} = S + Y_{kr1} + Y_m + Y_{el} + S D + j\omega C_{AK} \quad (23a)$$

$$Y_{12} = -Y_{AK} = -S D - j\omega C_{AK} \quad (23b)$$

$$Y_{21} = -(S + Y_{AK}) = -S(1 + D) - j\omega C_{AK} \quad (23c)$$

$$Y_{22} = Y_{AK} + Y_{AG} = Y_{kr2} + S D + j\omega C_{AK} \quad (23d)$$

Aus (15) folgt für die Spannungsverstärkung

$$V = + \frac{S + Y_{AK}}{Y_{AK} + Y_{AG} + Y_n} \quad (24)$$

In der GB-Schaltung bedeutet das positive Vorzeichen in (24), daß

bei reellem V die Spannungen U_1 und U_2 gleichphasig zueinander liegen. Bei Anschluß des Verbrauchers bzw. Generators an den Ausgang bzw. Eingang des Vierpols ist

$$Y_I = S + Y_{GK} + Y_{AK} - Y_{AK} \frac{S + Y_{AK}}{Y_{AG} + Y_{AK} + Y_n} \quad (25)$$

$$Y_{II} = Y_{AG} + Y_{AK} - Y_{AK} \frac{S + Y_{AK}}{S + Y_{GK} + Y_{AK} + Y_A} \quad (26)$$

Für neutralisierte Stufen ($Y_{AK} = 0$) wird aus (25) und (26) $Y_I = S + Y_{GK}$ und $Y_{II} = Y_{AG}$. Während der Eingangsleitwert einer neutralisierten KB-Stufe bei nicht zu hohen Frequenzen (etwa < 500 MHz) relativ gering ist, ist er in der GB-Schaltung stets groß, da nach (25) in Y_I die Steilheit S eingeht, deren Leitwert meist viel größer als Y_{GK} und die übrigen Leitwerte ist. Hingegen ist der Realteil des Ausgangsleitwertes Y_{II} in der GB-Schaltung relativ klein, da er nicht bzw. nur wenig durch den inneren Leitwert $S D$ belastet wird. Dies folgt unmittelbar aus (26), wenn man im Zähler und Nenner des letzten Gliedes alle Größen gegen S vernachlässigt. Bei gleicher Spannungsverstärkung hat jedoch eine in der GB-Schaltung arbeitende Stufe einen viel kleineren Gewinn als eine entsprechende KB-Stufe, da G_I nach (25) größer als G_I nach (20) ist.

2.3 Anodenbasis-Schaltung (AB)

Eine AB-Schaltung wird meist zur Impedanzwandlung, hingegen selten für Anfangsstufen verwendet. Es sollen daher ihre Vierpolkonstanten nur der Vollständigkeit halber berechnet werden. Der Berechnung dieser Vierpolkonstanten liegt die Abb. 6 zugrunde. Der

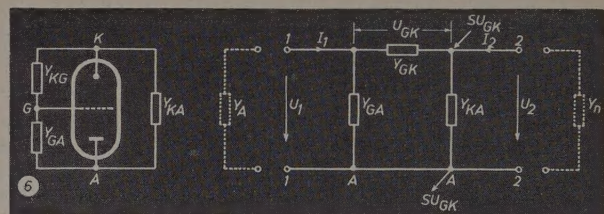


Abb. 6. Schaltbild und Vierpolersatzbild einer Triode in Anodenbasisschaltung

Eingangskreis ist parallel zu Y_{AG} , der Ausgangskreis parallel zu Y_{AK} geschaltet. Y_{GK} setzt sich aus den elektronischen Anteilen $Y_m + Y_{el}$ zusammen. Y_{AK} besteht aus dem inneren Leitwert $S D$ und dem äußeren Kreisleitwert, in den C_{AK} gleich einbezogen wird. Für die Vierpolkonstanten ergibt sich unter Beachtung, daß U_{GK} nicht identisch mit U_1 ist und die Einströmung durch $S U_{GK}$ dargestellt wird,

$$Y_{11} = Y_{AG} + Y_{GK} = Y_{kr1} + j\omega C_{GK} + Y_m + Y_{el} \quad (27a)$$

$$Y_{12} = -Y_{GK} = -(Y_m + Y_{el} + j\omega C_{GK}) \quad (27b)$$

$$Y_{21} = -(S + Y_{GK}) = -(S + Y_m + Y_{el} + j\omega C_{GK}) \quad (27c)$$

$$Y_{22} = S + Y_{GK} + Y_{AK} = S + Y_m + Y_{el} + j\omega C_{GK} + S D + Y_{kr2} \quad (27d)$$

Für die Spannungsverstärkung V errechnet sich der Ausdruck

$$V = \frac{S + Y_{GK}}{S + Y_{GK} + Y_{AK} + Y_n} \quad (28)$$

Wie man aus (28) sieht, ist hier stets $|V| < 1$. Aus diesem Grunde kann eine Röhre in AB-Schaltung nicht zur Spannungsverstärkung verwendet werden. Trotzdem ist aber ein Gewinn $g > 1$ möglich, falls G_n um einen bestimmten Faktor größer als G_I ist. Für den Eingangs- bzw. Ausgangsleitwert erhält man nach gleicher Rechnung wie unter 2.1 und 2.2

$$Y_I = Y_{AG} + Y_{GK} - Y_{GK} \frac{S + Y_{GK}}{S + Y_{GK} + Y_{AK} + Y_n} \quad (29)$$

$$Y_{II} = S + Y_{GK} + Y_{AK} - Y_{GK} \frac{S + Y_{GK}}{Y_{AG} + Y_{GK} + Y_A} \quad (30)$$

2.4 Zwischenbasis-Schaltung (ZB)

Wie ein Vergleich der Abb. 7 mit Abb. 4 und 5 zeigt, erfaßt die ZB-Schaltung einen Schaltungszustand, der durch Verschiebung des Erdpunktes einen kontinuierlichen Übergang zwischen der KB-

komplexen Leitwert des Voltmeters $G_v + j\omega C_v$ in den Vierpol ein und können daher für den neuen, zwischen 1'—1' und 2—2 liegenden Vierpol $I_1 = 0$ setzen. Seine Vierpolkonstanten lauten

$$0 = U_1 (G_v + j\omega C_v + j\omega C_k) - U_2 j\omega C_k \quad (36)$$

$$I_2 = -U_1 j\omega C_k + U_2 (G_{kr} + j\omega C_k + jB_{kr}) \quad (37)$$

Daraus ergibt sich sofort für den parallel zum Kreis liegenden Gesamtleitwert $\left(\frac{I_2}{U_2}\right)_{I_1=0}$

$$\left(\frac{I_2}{U_2}\right)_{I_1=0} = G_{kr} + j\omega C_k + jB_{kr} - \frac{U_1}{U_2} j\omega C_k \quad (38)$$

Aus (36) folgt

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{j\omega C_k}{G_v + j\omega C_v + j\omega C_k} \quad (39)$$

und aus (38)

$$\begin{aligned} \left(\frac{I_2}{U_2}\right)_{I_1=0} &= G_{kr} + j(\omega C_k + B_{kr}) + \frac{\omega^2 C_k^2}{G_v + j\omega(C_v + C_k)} \\ &= G_{kr} + \frac{\omega^2 C_k^2 G_v}{G_v^2 + \omega^2 (C_v + C_k)^2} \\ &\quad + j \left[\omega C_k + B_{kr} - \frac{\omega^2 C_k^2 (C_v + C_k)}{G_v^2 + \omega^2 (C_v + C_k)^2} \right] \end{aligned} \quad (40)$$

Nach Einsetzen von Zahlenwerten kann man sofort übersehen, ob die durch die Ankopplung des Voltmeters hinzukommende Belastung, die sich als Differenz des Leitwertes nach (40) und des primär vorhandenen Kreisleitwertes $G_{kr} + jB_{kr}$ ergibt, den Kreis wesentlich bedämpft oder ob sie vernachlässigt werden kann.

2. Beispiel: Neutralisierte Stufe in der ZB-Schaltung (aktiver Vierpol)

Dazu sollen Resonanz am Ein- und Ausgang der Stufe vorausgesetzt und folgende Zahlenwerte, wie sie häufig bei HF-Röhren vorkommen, zugrunde gelegt werden:

$$\begin{array}{llll} |S| = 6,0 \text{ mS} & D = 0,017 & C_{GA} = 1,5 \text{ pF} & G_{kr1} = 0,3 \text{ mS} \\ \varphi = -16^\circ & G_{el} = 0,18 \text{ mS} & C_{AK} = 0,25 \text{ pF} & G_{kr2} = 0,2 \text{ mS} \\ f = 200 \text{ MHz} & G_m = 0,05 \text{ mS} & x = 0,5 & Z_A = 60 \Omega \end{array}$$

Da die Stufe neutralisiert wurde, ist nach (35b) der Rückwirkungsleitwert rein reell und beträgt

$$x|S|D \cos \varphi = 0,5 \cdot 6,0 \cdot 0,017 \cdot 0,95 \text{ mS} = 0,049 \text{ mS}$$

Für die Berechnung von G_I nach (34a) müßte der Nutzleitwert $G_n = \text{Re}(Y_n)$ bekannt sein, umgekehrt ist für die Berechnung von G_{II} die Kenntnis des übersetzten Antennenleitwertes Y_A erforderlich. Bei neutralisierten Stufen sind jedoch die Rückwirkungsglieder (in (34a) und (34b) hinter dem Minuszeichen) klein, so daß man in erster Näherung für die Anpassung setzen kann

$$\begin{aligned} G_n &\approx G_{22} = (0,2 + 0,049 \text{ mS}) = 0,249 \text{ mS} \\ G_A &\approx G_{11} = 3,4 \text{ mS} \end{aligned} \quad (41)$$

Der Kreisleitwert am Ausgang Y_{kr2} ist identisch mit Y_{AE} . Wir erhalten daher aus (34a) die Gleichung (42)

$$G_I = G_{GK} + x^2 |S| D \cos \varphi - \text{Re} \left\{ \frac{x |S| D \cos \varphi (|S| \cos \varphi + j |S| \sin \varphi + x |S| D \cos \varphi)}{G_{kr2} + |S| D \cos \varphi + G_n + j(\omega C_{GA} + |S| D \sin \varphi + \omega C_{AK} + B_n + B_{kr2})} \right\} \quad (42)$$

Für die exakte Ausrechnung muß (42) ausgewertet werden. Bei schwacher Rückwirkung fällt jedoch die Resonanz am Ausgang (Y_{II} reell) mit der des Leitwertes $Y_{22} + Y_n$ zusammen. Man kann daher das imaginäre Glied im Nenner von (42) gleich Null setzen und erhält mit guter Näherung

$$G_I \approx \left(3,4 - \frac{0,284}{0,496} \right) \text{ mS} \approx 2,83 \text{ mS} \quad (43)$$

Unter gleichen Voraussetzungen wie oben ergibt sich für G_{II}

$$G_{II} \approx \left(0,2 + 0,049 - \frac{0,284}{6,8} \right) \text{ mS} \approx 0,2 \text{ mS} \quad (44)$$

Aus der Größe des letzten Gliedes in (44) sieht man, daß die Beeinflussung des Ausgangsleitwertes durch den Eingang tatsächlich gering ist. Daher ist die Annahme, daß die Resonanz von Y_{II} mit der von $Y_{22} + Y_n$ zusammenfällt, gerechtfertigt. Nach (33) wird der Betrag der Spannungsverstärkung für reellen Wert von $Y_{22} + Y_n$ (Resonanz am Ausgang)

$$|V| \approx \frac{|S| \cos \varphi (1 + xD)}{G_{kr2} + |S| D \cos \varphi + G_n} \approx 10,6 \quad (45)$$

Mit diesem Wert $|V|$ ergibt sich für den Gewinn g der Schaltung

$$g = |V|^2 \frac{G_{22}}{G_I} \approx 113 \frac{0,248}{2,84} = 9,9 \quad (46)$$

Ferner interessiert die Antennenaufschaukelung V_A , vom 60-Ohm-Kabel aus gerechnet

$$V_A = \sqrt{\frac{1/60 \Omega}{G_{11} |S|}} = \sqrt{\frac{16,67 \text{ mS}}{3,4 \text{ mS}}} = 2,2 \quad (47)$$

Die Übersetzung des Antennentransformators ist also, vom 60-Ohm-Kabel aus betrachtet, gleich 1 : 2,2 zu wählen.

Der von uns in diesem Beispiel beschrittene Weg zur Berechnung von G_I , G_{II} , G_A und G_n ist nur annähernd richtig und zeichnet sich vor allem durch seine Einfachheit aus. In (17) und (18) stehen uns jedoch Beziehungen zur Verfügung, die eine exakte, bei stärkerer Rückwirkung notwendig werdende, Berechnung gestatten. Da optimale Leistungsverstärkung gewünscht wird, setzt dies Resonanz und Anpassung am Ein- und Ausgang der Stufe voraus. Aus (17) erhalten wir für G_A

$$G_{I \text{ opt}} = G_A = \sqrt{G_{11} \cdot G_I} = \sqrt{G_{11} \left[G_{11} - \frac{x |S|^2 D \cos^2 \varphi (1 + xD)}{G_{22} + G_n} \right]} \quad (48)$$

Aus (18) ergibt sich für G_n

$$G_{II \text{ opt}} = G_n = \sqrt{G_{22} \cdot G_{II}} = \sqrt{G_{22} \left[G_{22} - \frac{x |S|^2 D \cos^2 \varphi (1 + xD)}{G_{11} + G_A} \right]} \quad (49)$$

In (48) und (49) wurde, wie bereits erwähnt, vorausgesetzt, daß die Resonanz im wesentlichen durch Wegstimmen der Blindanteile der Leitwerte $Y_{11} + Y_A$ bzw. $Y_{22} + Y_n$ erreicht werden kann. Aus (48) und (49) können die zwei Unbekannten G_A und G_n berechnet werden, womit die Durchrechnung der Schaltung und ihrer Eigenschaften abgeschlossen ist. Sollten die hier gemachten Annahmen nicht mehr zulässig sein, so muß der umständlichere Berechnungsgang ohne Vereinfachungen beschritten werden, für den uns aber die abgeleiteten Beziehungen exakte Grundlagen liefern.

Schrifttum

- [1] Cantz, R.: Hochfrequenzverstärkung mit Trioden. Telefonen-Röhre, Sonderheft zum 70. Geburtstag von Prof. Dr. H. Rukop, Februar 1953, S. 52—69
- [2] Rothe, H.: Die Grenzempfindlichkeit von Verstärkerröhren, Teil I. Theorie der Triode. A.E.Ü. Bd. 6 (1952) S. 461—468
- [3] Rothe, H.: Die Grenzempfindlichkeit von Verstärkerröhren, Teil III. Äquivalenter Rauschleitwert und Geräuschzahl. A.E.Ü. Bd. 8 (1954) S. 201—212
- [4] Kosmahl, H.: Rauschen und Grenzempfindlichkeit gittergesteuerter Röhren. Elektron. Rdsch. Bd. 9 (1955) Nr. 3, S. 103—108

Neue Abstimmunzeigeröhren zur Anzeige der Größe und Richtung einer Verstimmung • Leuchtschirm innen, Masken außen am Glaskolben

Abstimmunzeigeröhren

Mitteilung aus dem Entwicklungslaboratorium

1. Einleitung

Häufige Anordnungen der elektrischen Meßtechnik sind Brücken- und Kompensationsmeßschaltungen. Als Anzeigeeinstrument benutzte man in solchen Schaltungen ein empfindliches Galvanometer mit Nullpunkt in der Mitte, aus dessen Anzeige man nicht nur den Betrag der Abweichung, sondern, was für ein planvolles Arbeiten sehr wichtig ist, auch die Richtung der Verstimmung ersehen konnte. Mathematisch gesehen stellt man dabei den Punkt $I = 0$ einer Kurve $I = f(U)$ bei Brückenanordnungen, bzw. $I = f(U)$ bei Kompensationsanordnungen fest (Abb. 1a). Betreibt man die Meßanordnung mit Wechselstrom unter Verwendung eines Telefons oder eines Oszillografen, dann spielt sich der Meßvorgang so ab, daß man das Anzeigeminimum sucht, d. h., mathematisch gesehen, das Minimum einer Kurve $I = f(U)$ bestimmt (Abb. 1b). Anordnungen mit Wechselstrom haben aber gegenüber solchen mit Gleichstrom den Nachteil, daß sie die Richtung der Verstimmung nicht anzeigen.

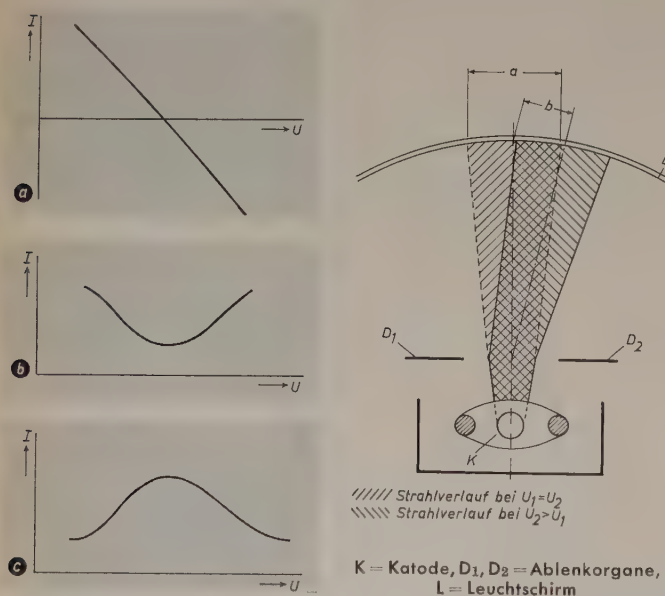


Abb. 1 (links). Abstimmungsvorgang in Brücken- und Kompensationschaltungen
Abb. 2 (rechts). Schematische Skizze einer Anzeigeröhre

Meßgeräte dieser Art werden heute auf allen Gebieten der Meßtechnik in vielen Fällen von Nichtfachleuten bedient. Hierbei ist es von Nachteil, daß Galvanometer und andere Anzeigegeräte mechanisch sehr wenig robust und andererseits elektrisch sehr überlastungsempfindlich sind, was eine Verwendung als Betriebsmeßgerät erschwert. Weitere Nachteile bestehen darin, daß die Feststellung des Nullpunktes — bzw. Minimumwertes — nur bei sehr genauem Hinsehen genügend genau möglich ist und das Gerät bei Fehlabbildung Leistung verbraucht; das ist in vielen Fällen, beispielsweise bei pH-Messungen oder Messungen an Konzentrationsketten, im Interesse der Genauigkeit unerwünscht.

Schon vor vielen Jahren ist man dazu übergegangen, an Stelle von Galvanometern Elektronenröhren zu verwenden, die die Anzeige einer Meßspannung auf elektronenoptischem Wege über einen Leuchtschirm gestatten (Abstimmunzeigeröhren, Magische Augen). Als Vorteile bieten sich dabei die Trägheitslosigkeit und die leistungslose Steuerung des Elektronenstrahles an. Mit einer Abstimmunzeigeröhre der üblichen Bauart läßt sich ein Meßvorgang nach Abb. 1b

ohne weiteres durchführen. Auch ein Meßvorgang nach Abb. 1c (Feststellung des Maximums des Anzeigewertes) ist möglich. Solche Röhren sind also zur Feststellung von Extremwerten geeignet. Ist das Gerät verstimmt, dann fehlt aber jede Andeutung dafür, in welcher Richtung es verstimmt ist. Verläuft die Meßkurve verhältnismäßig flach, so ist der Nullpunkt nicht sehr leicht zu erkennen, auch sieht man nicht ohne weiteres, ob der Nullpunkt noch richtig eingestellt ist.

Es wurde jetzt die Aufgabe gestellt, eine Anzeigeröhre zu entwickeln, die in ihrem Konzept sowohl die Möglichkeit einer Anzeige von Vorgängen der in Abb. 1a charakterisierten Art als auch der in den Abb. 1b bzw. 1c aufgezeigten Art bietet.

Ausgangspunkt der Überlegungen ist die vereinfachte Skizze einer elektronenoptischen Anordnung in Abb. 2. Von der Katode K geht ein sich im allgemeinen verbreiterndes Elektronenstrahlbündel aus und fällt auf einen Leuchtschirm L. Mit zwei Steuerorganen D_1 und D_2 ist es nun möglich, die Breite a des Strahles zu verändern bzw., falls die an D_1 und D_2 angelegten Spannungen U_1 und U_2 nicht gleich sind, eine Deflektion b des Strahlmittelpunktes zu erzeugen.

Man hat im allgemeinen Fall (Ungleichheit von U_1 und U_2) also einen aus der ursprünglichen Nulllage abgelenkten Leuchtfleck, für dessen

Breite a der Wert $\frac{U_1 + U_2}{2}$ und für dessen Nullpunktverschiebung b

die Spannungsdifferenz $U_1 - U_2$ maßgebend ist. Ein solches System läßt sich also zur Anzeige einer Differenz verwenden und kann beim Verbinden der beiden Steuerelektroden miteinander in der bisher üblichen Weise zur Anzeige eines Maximums oder Minimums verwendet werden. Wichtig ist die Tatsache, daß die Deflektion b entsprechend dem Vorzeichen der Spannungsdifferenz $U_1 - U_2$ richtungsverschieden ist und somit eine Angabe über die Verstimmungsrichtung macht.

Zu dieser Grundvorstellung gehört die Entwicklung einer geeigneten Marke, die die Nullage anzeigt. Hierfür gibt es zwei Möglichkeiten:

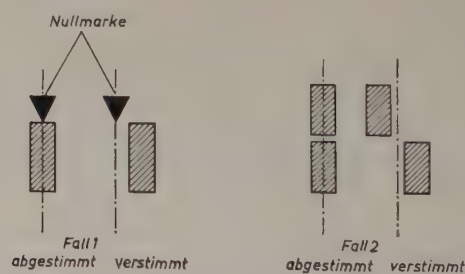


Abb. 3. Ablenkung des Leuchtfleckes und Markierung der Nullmarke
Fall 1: Auf dem Leuchtschirm fixierte Nullmarke
Fall 2: Nullpunkt durch 2 Leuchtflecke gekennzeichnet

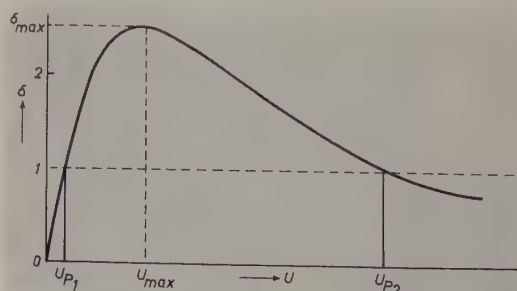


Abb. 4. Verlauf des Sekundäremissionsfaktors δ in Abhängigkeit von der Voltgeschwindigkeit U der Elektronen

ür die Meßtechnik

Valvo G. m. b. H. Radioröhrenfabrik Hamburg

1. Anbringung einer auf dem Leuchtschirm fixierten Nullmarke geeigneter Form,
2. Aufbau von zwei gleichartigen Elektrodensystemen übereinander, deren beide Anzeigesysteme gegenläufig arbeiten (Abb. 3).

Beide Wege sind in Versuchen beschritten worden, der erste Weg bietet für eine praktische Durchführung mehr Vorteile. Der zweite Weg hat den Vorteil einer doppelten Auslenkung für die gleiche Steuerspannungsdifferenz. Die Frage der Nullanzeige läßt sich besser behandeln, nachdem der Aufbau des Systems erläutert worden ist.

2. Anzeige auf dem Röhrenkolben

Ein wesentlicher Fortschritt im Aufbau der Röhre ist die Verlegung des Anzeigegebildes von einem inneren Leuchtschirm auf den Glaskolben.

Diese Methode ist wohl bei Braunschen Röhren üblich, doch für Anzeigeröhren bisher noch nicht verwendet worden. Der Grund, warum eine solche Kolbenanzeige nur bei Röhren mit verhältnismäßig hohen Anodenspannungen gebraucht wird, liegt in Aufladeerscheinungen, die sich auf dem Leuchtschirm abspielen können. Die Leuchtsubstanz, ein Halbleiter, würde sich beim Beschuß mit Elektronen immer negativ aufladen, bis ein so hohes Bremsfeld entstanden ist, daß weitere Elektronen nicht mehr gegen den Schirm anlaufen können, sondern reflektiert oder abgebogen werden. Je nach dem örtlich verschiedenen Aufladezustand entstehen dunkle Flecken, die letzten Endes zur völligen Verdunkelung des Schirmes führen. Eine solche Aufladung findet hingegen nicht statt, wenn Wege gefunden werden, eine der Zahl der aufprallenden Elektronen gleiche Ladungsmenge unverzüglich wieder von dem Schirm wegzuführen.

Die übliche Methode in Elektronenstrahlröhren ist die Ausnutzung bzw. Beeinflussung der Sekundäremissionsfähigkeit des Leuchtstoffes. Diese Sekundäremissionskurve (Abb. 4) weist 2 Punkte auf, bei denen sich das Vorzeichen des Leuchtschirmstromes ändert, nämlich die Punkte U_{p1} und U_{p2} . In dem Gebiet $U_p < U_{p1}$ werden weniger Sekundärelektronen emittiert als Primärelektronen auffallen, und der Schirm lädt sich negativ auf. Die Geschwindigkeit der ankommenden Elektronen wird dadurch weiter gebremst, so daß sich ein Leuchtschirmpotential einstellt, das fast gleich dem Katodenpotential ist. Im Gebiet zwischen U_{p1} und U_{p2} werden mehr Elektronen abgeführt als auftreffen, wodurch sich der Schirm positiv auflädt. Das Schirmpotential wächst also, und es stellt sich automatisch die Spannung U_{p2} ein, bei der das Gleichgewicht zwischen Primär- und Sekundärelektronen erreicht ist. Auch bei Spannungen, die größer als U_{p2} sind, muß sich dieser zuletzt bezeichnete Arbeitspunkt einstellen, da in diesem Falle die negative Aufladung des Schirmes ($\delta < 1$) zu einer Verringerung des Schirmpotentials bis auf den Wert U_{p2} führen muß.

Bei den üblichen Leuchtstoffen liegt die Spannung U_{p1} in der Größenordnung von einigen hundert Volt, die Spannung U_{p2} bei einigen tausend Volt. Man sieht also, daß für Katodenstrahlröhren hier kein besonderes Problem besteht, sofern genügend große Beschleunigungsspannungen verwendet werden. Höchstens, wenn die Sekundäremissionsfähigkeit des Leuchtstoffes überhaupt nicht über 1 steigt, würde eine Sperrung des Schirmes gegen ankommende Elektronen eintreten müssen. In diesem Falle verbessert man das Sekundäremissionsverhalten des Leuchtstoffes durch Zusatzsubstanzen. Dieser Weg kann auch beschritten werden, wenn U_{p2} kleiner ist als die aus elektronenoptischen und Helligkeitsgründen erwünschte Betriebsspannung. Übrigens wird die Spannung U_{p1} als Fleckspannungsgrenze bezeichnet, weil sie den Mindestwert der Spannung darstellt, die angewendet werden muß, damit nicht eine Sperrung des Elektronenaufpralles eintritt und als Folge davon der oben erwähnte dunkle Fleck auf dem Leuchtschirm erscheint.

Für eine Abstimmanzeigeröhre sollen Spannungen über 250 V nicht verwendet werden, damit die Stromversorgungseinrichtung keine ungewöhnliche Dimensionierung aufweisen muß (z. B. Rundfunk- oder Meßgerät).

Bei den bisher üblichen Abstimmanzeigeröhren liegen die Verhältnisse durch Verwendung einer metallischen Leuchtschirmunterlage günstiger. Hier können die Elektronen auf dem Wege der Leitung abgeführt werden, denn der Kontakt der Leuchtsubstanz mit der Unterlage ist verhältnismäßig gut und die Leitfähigkeit der Teilchen selbst genügt gerade noch, um mit den vorgesehenen Spannungen arbeiten zu können. Trotzdem besteht auch bei diesen Röhren das prinzipielle Problem, mit kleinen Spannungen aufladungsfrei arbeiten zu können.

Der Fortschritt, der bei der zur Diskussion stehenden Röhre erreicht werden mußte, beruht auf der gleichzeitigen Anwendung zweier Maßnahmen:

1. Verwendung eines besonders geeigneten Leuchtstoffes,
2. Anbringung einer durchsichtigen leitenden Schicht auf dem Glaskolben als Unterlage für den Leuchtstoff.

Der zur Verwendung kommende Leuchtstoff besteht aus Zinkoxyd, das durch Elektronenbeschuß zusätzlich aktiviert ist. Die Leuchtfarbe ist Blaugrün und die Ermüdungserscheinungen sind wesentlich geringer als bei dem üblicherweise für Abstimmanzeigeröhren verwendeten Willemitt (Abb. 5 zeigt typische Lebensdauerergebnisse der

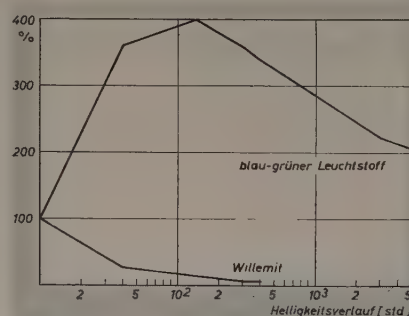


Abb. 5. Lebensdauererhalten von Leuchtstoffen für Anzeigeröhren

beiden Leuchtstoffe). Die Fleckspannung dieses Leuchtstoffes auf Metallunterlage ist etwa 100 V (bei Willemitt etwa 150 V).

Durchsichtige Leitschichten auf Glas sind in den letzten Jahren wiederholt für verschiedene Zwecke empfohlen worden. Eine der üblichen Methoden besteht darin, daß man Zinn-tetrachlorid im gelösten Zustand auf die heiße Glasfläche aufbringt, wobei sich eine verhältnismäßig gut leitende Zinnoxidschicht bildet, die, falls man sie genügend dünn macht, die Lichtdurchlässigkeit des Kolbens kaum merkbar beeinflusst.

Diese Schicht wird innerhalb des Kolbens durch einen geeigneten Kontakt mit der positiven Zugspannung der Röhre verbunden. Es ist gelungen, auf diese Weise Leuchtschirme herzustellen, bei denen die Fleckspannung bis auf etwa 100 V herabgesetzt ist; das dürfte für fast alle z. Z. vorgesehenen Anwendungen genügen¹⁾.

3. Aufbau des Systems

Der innere Aufbau der Röhre wird stark durch die Wahl der Nullanzeige beeinflusst. Bei einer Anordnung, wie sie oben als „gegenläufige Anzeige“ gekennzeichnet ist, würde sich ein verhältnismäßig komplizierter Aufbau des Systems ergeben, da (Abb. 6) die Ablenkorgane 1, 2, möglichst ohne die Ebene zu verlassen, ihre Plätze tauschen müssen (1', 2').

Von der exakten Geometrie dieser Anordnung hängt die gegenseitige Lage der beiden Leuchtflecke ab und damit die genaue Lage des Nullpunktes. Ein solches System muß sehr genau aufgebaut werden. Das ist bei der Kompliziertheit dieser Röhre nicht einfach.

Eine Röhre mit Doppelanzeigesystem hat für die vorgesehenen Zwecke also drei Nachteile:

1. komplizierter geometrischer Innenaufbau,
2. Fehlen einer Korrekturmöglichkeit für den Nullpunkt,

¹⁾ Leuchtschirme dieser Art werden auch in der Valvo-Röhre E1 T verwendet

3. festgelegte Form des Leuchtschirmbildes, die unter Umständen für gewisse Anwendungszwecke nicht günstig sein könnte.

Der Nachteil unter 1. läßt sich beseitigen, wenn man ein einziges Anzeigesystem verwendet, dessen Bild man durch Einführung einer Maske zwischen Auge und Elektronenquelle so aufspaltet, daß einmal ein Symmetriepunkt gegeben ist und ferner zwei Bildteile entstehen, die, wenn sie symmetrisch zu diesem Symmetriepunkt stehen, gleich groß bzw. gleich hoch sind und so die Nullpunktsanzeige ergeben. Wenn man sich fragt, ob diese Maske zwischen Katode und Leuchtschirm (also im Elektronenweg) oder zwischen Leuchtfläche und Auge (also im Lichtweg) anzubringen ist, zeigt sich sofort, daß der letztere Weg den unter 3. genannten Nachteil der Röhre mit Doppelanzeige beseitigt. Dem Verwender der Röhre ist nämlich jetzt die Möglichkeit geboten, die Form des Bildes der von ihm vorgesehenen Verwendung der Röhre anzupassen. Auch läßt sich die Nullmarke verschieben, womit Punkt 2 der Nachteile gleichfalls entfällt. Mit einer Außenschablone ist wie beim Galvanometer eine mechanische Nullpunktskorrektur möglich.

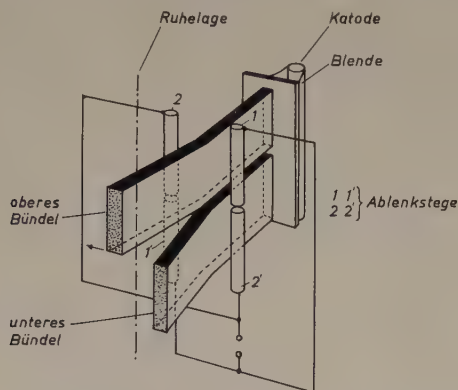


Abb. 6. Prinzip der gegenläufigen Anzeige (vgl. das Schirmbild nach Abb. 3, Fall 2)

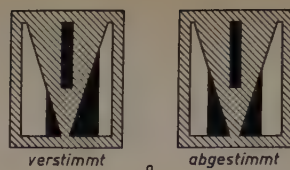


Abb. 9. Spannungsvergleich und Null-Abstimmung mit der ersten Maske der Abb. 8 (dunkle Fläche leuchtend)

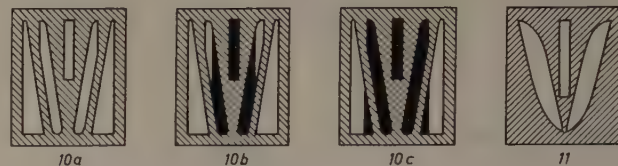


Abb. 10. Unterteilung des Anzeigebereiches.
Abb. 11. Maske für veränderliche Empfindlichkeit der Anzeige

Die Höhe der Dreiecke in Richtung der Röhrenachse hängt von dem Absolutwert der an den Ablenkstegen liegenden Spannung ab, wohingegen sich jede Spannungsdifferenz an den Ablenkstegen in einer unterschiedlichen Höhe zeigt. Dieser Abstimmungsvorgang ist in Abb. 9 dargestellt. Man kann bei dieser Maske einen mittleren Streifen ständig durchscheinen lassen, um z. B. die Betriebsbereitschaft des Gerätes anzuzeigen, oder etwa eine Skala zusätzlich anbringen.

Da die Anzeigeempfindlichkeit von der Neigung der Begrenzungskanten in der Maske bestimmt wird, kann man den gesamten Anzeigebereich auch unterteilen, indem man wie in Abb. 10a zwei zusätzliche schräge Schlitz in der Maske anbringt. In diesem Fall erhält man für kleine Ablenkspannungen ein Bild nach Abb. 10b auf dem „ersten Bereich“ der Anzeige und bei größeren Spannungen ein Bild nach Abb. 10c im „zweiten Bereich“. Durch die verhältnismäßig große Leuchtfläche der beiden Dreiecke eignet sich eine solche Anzeigeröhre durchaus dafür, auf größere Entfernung das Ablesen eines Gleichgewichtszustandes zu ermöglichen.

Nach diesem Abdeckprinzip kann auch eine Maske verwendet werden, die für verschiedene Höhen der Ablenkspannung eine verschiedene Empfindlichkeit für die Anzeige der Differenz hat. Die Abdeckkante muß dann kurvenförmig verlaufen, etwa nach Abb. 11.

Es soll hier auf weitere mögliche Maskenformen nicht eingegangen werden. Einige zweckmäßige Beispiele sind weiter unten bei der Diskussion der Anwendungsmöglichkeiten angeführt. Nochmals soll nur betont werden, daß die Herstellung und die Auswahl der Masken völlig jedem Wunsch und jedem Verwendungszweck genau

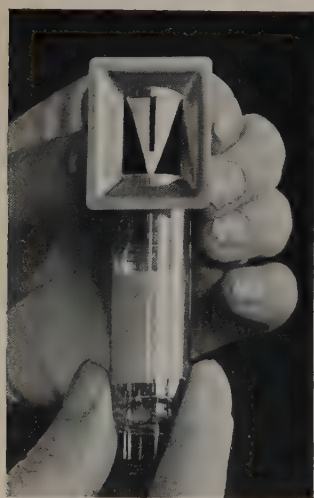


Abb. 7 (links). Anbringung der äußeren Bildmaske an einer Anzeigeröhre mit Leuchtbild auf dem Kolben. Die Maske ist hier in einem Rahmen befestigt, der für den Einbau in ein Gehäuse vorgesehen werden kann. Man erkennt ferner den rechteckigen Leuchtschirm der Röhre. Abb. 8 (rechts). Masken für verschiedene Anzeigefunktionen. In allen Fällen ist der Leuchtfleck rechteckig und ändert seine Lage und Breite (vgl. Abb. 2)

Abb. 7 zeigt das Prinzip dieser Idee und Abb. 8 einige Masken, deren Vielfalt man noch beliebig erhöhen könnte. Die Maske selbst kann aus Blech bestehen oder mit Farbe bzw. als Abziehbild auf dem Kolben selbst angebracht werden, letzteres, falls man nur eine einmalige Justierung des Nullpunktes für erforderlich hält.

Unter den Masken in Abb. 8 ist z. B. die oben links für einen Spannungsvergleich besonders geeignet. Der rechteckförmige Leuchtfleck wird für das Auge soweit ausgeblendet, daß nur zwei Dreiecke sichtbar bleiben. Diese sind in der Nulllage gleich groß. Da bei der Auslenkung des Strahles ein Dreieck größer, das andere kleiner wird, gibt diese Schablone die gleiche Verdopplung der Auslenkung wie das oben erwähnte gegenläufige Anzeigesystem.



Abb. 12. Anzeigeröhre in einem Meßgerät

angepaßt werden kann, ohne daß sich an der Röhre selbst etwas ändert, d. h., die Wahl der Maskenform ist in die Hände des Verwenders gelegt. Abb. 12 zeigt eine praktische Ausführungsform für den Einbau der Röhre und der Maske in einem Gerät.

4. Anzeigesystem

Das Anzeigesystem besteht aus einer parallel zur Röhrenachse liegenden Katode, einem darum angeordneten Raumladegitter sowie einer hinter der Katode angeordneten Abdeckelektrode (Abb. 14).

Diese drei Teile sind miteinander elektrisch verbunden. In einem elektronenoptisch günstigen Abstand vor der Katode befinden sich die beiden Steuerelemente, die entweder als besondere Organe eingebaut sein können oder mit den Anoden der noch zu beschreibenden Verstärkersysteme identisch sind. Eine besondere Zuanode ist nicht nötig, da der Leuchtschirm das höchste Potential in der Röhre erhält. Eine Ableitung des Leuchtschirmstromes kann z. B. durch Kontaktfedern erfolgen. In Abb. 13 ist das Potentialfeld einer solchen Anordnung im Gleichgewichtszustand und für den Fall einer Spannungsdifferenz dargestellt. Bemerkenswert ist, daß das Anzeigesystem mit den normalen Elementen der Röhrentechnik zwischen zwei Glimmern aufgebaut ist. Das ist eine für die Massenproduktion von Röhren übliche Aufbauart.

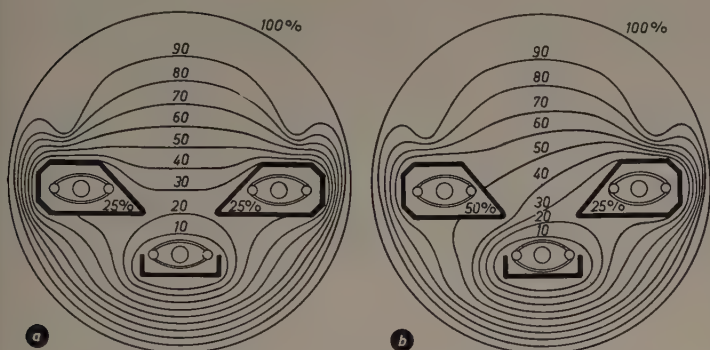


Abb. 13. Potentialflächen in der Abstimmanzeigeröhre. (a) abgestimmt, beide Ablenkelektroden haben ein Potential von 25% des Leuchtschirmpotentials. (b) verstimm, linke Elektrode hat ein höheres Potential, der Strahl wird nach links ausgelenkt

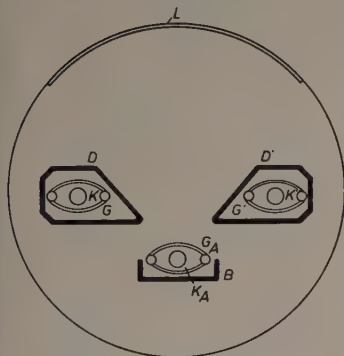


Abb. 14. Anordnung der wichtigsten Bauteile der Röhre im Grundriß. KA = Katode des Anzeigesystems; GA = Raumladegitter des Anzeigesystems; B = Blende; K, K' = Katoden der Verstärktrioden; G, G' = Steuergitter der Verstärktrioden; D, D' = Deflektionselektroden und Verstärkeranoden; L = Leuchtschirm

5. Verstärkersysteme

Die Ablenkempfindlichkeit des Anzeigesystems ohne Verstärkung liegt bei 0,3 mm/V. Für eine vollständige Auslenkung einer Kante sind dann Spannungen notwendig, die höher sind als die Werte, die normalerweise angezeigt werden sollen. Aus diesem Grunde wurde von der Möglichkeit Gebrauch gemacht, die Verstärkung der beiden anzuzeigenden Spannungen in die Anzeigeröhre mit einzubauen.

Abb. 14 zeigt die beiden Triodensysteme im Schnitt, die Anoden werden gleichzeitig als Ablenkorgane verwendet. Die mit Trioden erreichbare Spannungsverstärkung genügt, um Differenzen der Größenordnung einiger mV in deutlich sichtbare Bildunsymmetrien abzuwandeln. Bei den Versuchsröhren wurden Trioden mit den Eigenschaften des C-Teiles der EABC 80 verwendet. Ohne zu besonders komplizierten Systemen zu kommen, kann man mit einer solchen Röhre bereits mit einer Spannungsdifferenz von etwa 70 mV eine Wegdifferenz von 1 mm erzeugen. Höhere Empfindlichkeiten sind grundsätzlich möglich. Da die Trioden als Spannungsverstärker arbeiten, lassen sich sehr hohe Außenwiderstände verwenden, so daß der Stromverbrauch der Trioden äußerst klein ist.

6. Anzeigebereich

Die Größe des Anzeigebereiches hängt von der Kennlinienform der Trioden ab. Man kann z. B. daran denken, Regelkennlinien zu verwenden, wie das bei früheren Anzeigeröhren gebräuchlich war. Die Kennlinien der beiden Trioden müßten sich dann aber über den ganzen Gittervorspannungsbereich decken, damit nicht in den beiden Trioden künstliche Unsymmetrien durch die Steilheitsdifferenz in Abhängigkeit von der Arbeitspunktage auftreten. Dieses Problem ist fabrikatorisch kaum zufriedenstellend zu lösen. Es hat sich als sehr vorteilhaft erwiesen, eine speziell für diese Röhre entwickelte Schal-

tung anzuwenden, die es gestattet, den Anzeigebereich den jeweiligen Wünschen entsprechend einzustellen. Sie beruht auf einem Kompensationsprinzip.

7. Kompensationsschaltungen

Abb. 15 zeigt das Prinzip der Schaltung. Die beiden Verstärkersysteme und das Anzeigesystem sind der Übersichtlichkeit halber getrennt gezeichnet. Die Katode des Anzeigesystems ist von den Verstärker-

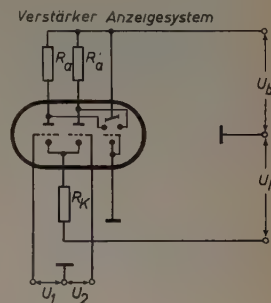


Abb. 15. Kompensationsschaltung für Anzeigeröhren. U_1, U_2 = Meßspannungen; R_K = Katodenwiderstand; R_A, R_A' = Anodenwiderstände; U_b = Betriebsspannung; U_h = Hilfsspannung für die Kompensation

katoden getrennt herausgeführt. Die Verstärkersysteme haben einen gemeinsamen Katodenwiderstand und getrennte Anodenwiderstände. Die Hilfsspannung U_h gibt den Katoden der Verstärkersysteme eine negative Vorspannung. Bei geeigneter Wahl der Widerstände und Spannungen ist es möglich, den Verstärkerkatoden eine negative Vorspannung zu geben, die sich im gleichen Sinne ändert, wie die beiden an die Gitter angelegten zu vergleichenden negativen Meßspannungen, und die so groß ist, daß die Differenz zwischen dem Mittelwert der Meßspannungen und der Kompensationsspannung an R_K in einem gewissen Bereich annähernd konstant bleibt.

Aus diesem Grund können normale Verstärkersysteme mit geradem (d. h. ungerichtetem) Kennlinienverlauf verwendet werden. Erfahrungsgemäß haben solche Systeme nur geringfügige Abweichungen, die praktisch nicht mehr störend sind. Die Schaltung gestattet z. B. im FM-Empfänger, die an den gegenüberliegenden Brückpunkten des Verhältnisdetektors abgegriffenen und an die Gitter geführten Spannungen zu vergleichen und so eine Einstellung auf Spannungsgleichheit zu erleichtern. Gegenüber anderen Schaltungen hat diese Kompensationsschaltung den Vorteil, daß sie die absolute Größe der Meßspannung (Regelspannung) nur teilweise (erwünschter Bereich mit R_K und U_h einstellbar), den Unterschied der Meßspannungen (Verstimmungsspannung) aber voll zur Anzeige bringt. Ohne das Prinzip zu verändern, kann die Schaltung auch mit Wechselstrom betrieben werden, wenn man dafür sorgt, daß konstante Spannungsverhältnisse vorliegen. Dies ist dann der Fall, wenn sich die Spannung der Anzeigeelektroden proportional der Leuchtschirmspannung ändert (die Verstärkersysteme also mit der gleichen Wechselspannung betrieben werden wie der Leuchtschirm) und U_h eine zu dieser gegenphasige Wechselspannung ist.

8. Anwendungen

Die ersten Versuche mit Musterröhren dieser Art²⁾ haben gezeigt, daß das Anwendungsgebiet sehr groß ist. Ohne Zweifel sind noch nicht alle Möglichkeiten erfaßt; einige typische Beispiele sollen beschrieben werden.

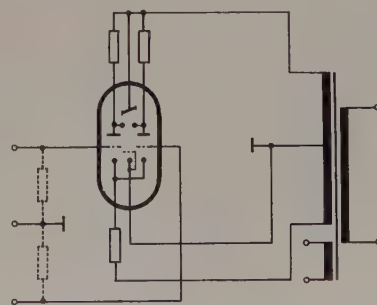


Abb. 16. Prinzipschaltbild für die Nullspannungsanzeige. Die Röhre wird bei dieser Betriebsart nur mit Wechselspannung betrieben

²⁾ Solche Röhren sind bisher nur für Versuchszwecke hergestellt worden. Für die serienmäßige Ausführung dieser Röhre ist die Typenbezeichnung E 80 M vorgesehen



Abb. 17. Beispiel für den Einbau einer Anzeige- röhre E 80 M in einer Meßbrücke

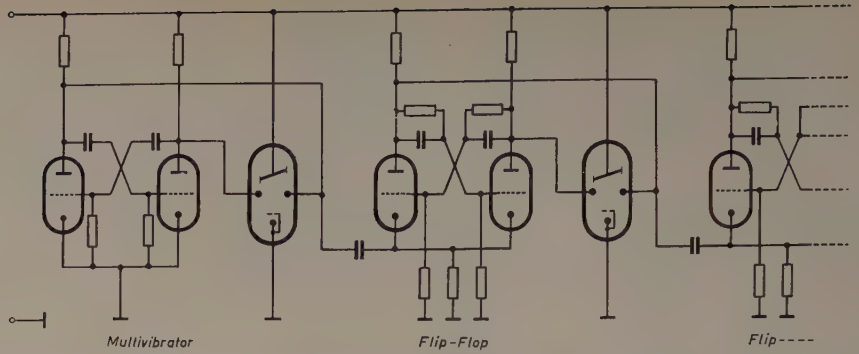


Abb. 18. Die Anzeigeröhre in Flip-Flop-Schaltung. Trioden und Anzeigesysteme sind getrennt gezeichnet; bei der neuen Röhre befinden sich jedoch 2 Trioden und das dazugehörige Anzeigesystem in einem Kolben

8.1 Nullpunktsanzeige in Meßbrücken

Abb. 16 zeigt eine Röhre mit Stromversorgung, die als Nullpunkts- anzeige für Meßeinrichtungen verwendet werden kann. Bemerkens- wert ist der geringe Schaltaufwand, der im Vergleich zu Galvano- metern eine empfindliche und billige Anzeigemöglichkeit bildet.

Den versuchsweisen Einbau einer solchen Röhre in eine Meßbrücke zeigt Abb. 17. Es macht sich beim Abstimmen mit dieser Röhre be- sonders angenehm bemerkbar, daß jede Verstimmung mit einer Richtungsanzeige der Röhre verbunden ist, aus der zu ersehen ist, nach welcher Richtung man abgleichen muß, um den Nulldurchgang zu finden. Die Meßzeit wird hierdurch dann erheblich verkürzt, wenn der zu messende Widerstand auch in seiner Größenordnung unbekannt ist und man den richtigen Meßbereich erst noch suchen muß.

8.2 Flip-Flop-Schaltung

Die beiden Trioden der Röhre können als Multivibrator geschaltet und in Flip-Flop-Geräten zu Zählzwecken verwendet werden. Es ist dann nicht nötig, den jeweiligen Zählzustand mit besonderen Glüh- lampen anzuzeigen, wie es bisher üblich war, sondern die Röhre gibt hier automatisch eine „Selbstanzeige“ der beiden Trioden (Schaltung siehe Abb. 18; eine passende Maske zeigt Abb. 19 rechts).

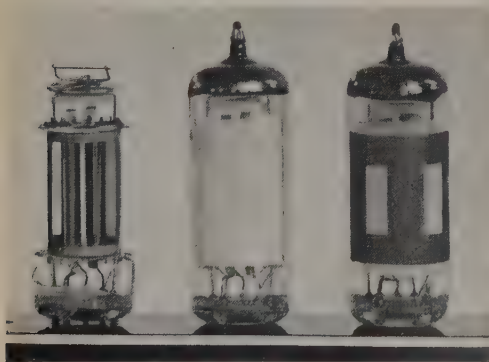


Abb. 19. Anzeigeröhren im Lichtbild, rechts mit aufgemalter Maske für die Ver- wendung der Röhre in einer Flip-Flop-Schaltung. Es leuchtet jeweils nur 1 Rechteck auf. Abb. 20 (rechts). Masken für die Verwendung als Aussteuerungsanzeiger

8.3 Aussteuerungsanzeige

Für die Anzeige einer Aussteuerungsspannung (z. B. in Tonbandgeräten) kann die Röhre gut eingesetzt werden. Man benötigt für diesen Zweck allerdings normalerweise nur eine Triode. Zwei mögliche Maskenfor- men werden in Abb. 20 gezeigt. Sie haben den Vorteil, daß der Laie, der das Gerät zu bedienen hat, in einfacher Form darauf hingewiesen wird, welches Aussteuerungsmaß richtig ist. Bei der Maske *a* kommt es darauf an, daß das links liegende Dreieck stets hell bleibt, das rechts liegende dagegen möglichst nicht aufleuchtet. Der dazwischen- liegende Streifen wird entsprechend der Höhe des Signals mehr oder minder ausgeleuchtet und kann z. B. mit einer Skala versehen werden. Die Maske *b* hat die Form eines „T“. Hierbei lautet die Bedienungs- anweisung einfach so, daß angestrebt werden muß, eine möglichst gute Ausleuchtung des senkrechten Teiles zu erreichen, ohne daß der Querbalken (Übersteuerung) aufleuchtet. Es liegt auf der Hand, daß man auch noch andere Masken hierfür finden kann.

8.4 FM-Empfang

Bei der Abstimmmanzeige für frequenzmodulierten Empfang steht als Meßspannung die Verstimmungsspannung zur Verfügung, die im Ratiodektektor (Abb. 21) zwischen den Brückenpunkten 1 und 2 auftritt. Bei genauer Abstimmung ist diese Spannungsdifferenz Null, bei Verstimmung erhält man eine positive oder negative Spannungs- differenz.

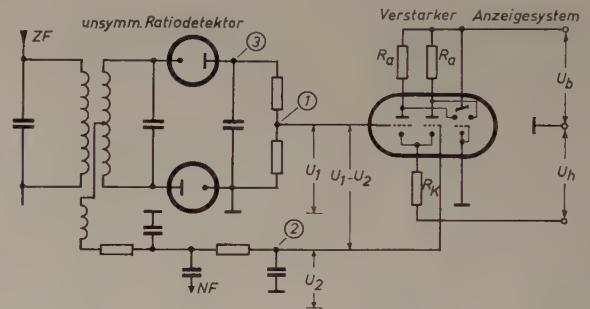


Abb. 21. Abstimmmanzeige für frequenzmodulierten Empfang

Den Verlauf der Spannung in Abhängigkeit von der Abstimmfrequenz zeigt Abb. 22. Man kann Abstimmmanzeigeröhren der bisher bekannten Bauart verwenden, in dem man die an Punkt 3 gegen Erde liegende, durch ein Minimum laufende Spannung an das Gitter der Anzeige- röhre bringt. Da der Verlauf dieser Spannung in Abhängigkeit von der Frequenz nicht sehr resonanzscharf ist, ist die Abstimmungsgenauigkeit dieser Methode begrenzt. Bei der neuen Röhre besteht dagegen die Möglichkeit, eine Spannungsdifferenz anzuzeigen, und im vorliegenden Fall wird man daher die Spannung zwischen Punkt 1 und Punkt 2 des Schaltbildes an die Gitter der Röhre legen und erhält somit bei richtiger Abstimmung ein symmetrisches Anzeigebild. (Span- nungsdifferenz = 0). Die an diesen beiden Punkten auftretende Spannung erreicht beim Einfall von Sendern mit hoher Feldstärke relativ hohe negative Werte von bis zu -30 V , wodurch die Triode vollkommen geschlossen werden würde. Durch die Kompensation mit Hilfe des in der Katodenleitung der Verstärker liegenden Widerstan- des R_K (Abb. 16) wird die Katode so weit hochgelegt, daß, wie weiter oben angeführt, die Spannungsdifferenz zwischen Gitter und Katode im gesamten Bereich von -2 bis -30 V (halbe Summen-Richtspan- nung) annähernd gleichbleibt. Es gibt verschiedene Möglichkeiten, die für die Kompensation nötige Spannung abzuleiten, von denen hier

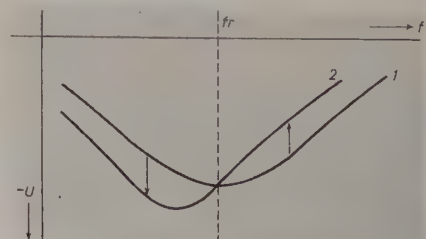


Abb. 22. Spannungen im Ratiodektektor in Abhängigkeit von der Abstimmfre- quenz. Angezeigt wird die Differenz der beiden Kurven (bei Fehlabbstimmung) in richtiger Richtung (siehe Pfeile)

als die günstigste die Entnahme der Kompensationsspannung aus dem Netzteil erwähnt werden soll. Die Röhre kann vollständig mit Wechselspannung betrieben werden.

8.5 Weitere Möglichkeiten

Von der Vielzahl der denkbaren Anwendungsmöglichkeiten sollen hier noch einige angedeutet werden. Die Röhre kann z. B. an Stelle eines Spannungsmessers mit unterdrücktem Nullpunkt verwendet werden, wenn man der einen Triode die Vergleichsspannung und der anderen die Meßspannung zuführt und dabei den Kompensationskreis so einstellt, daß Abweichungen von der Sollspannung durch eine gut sichtbare Ungleichheit der beiden Dreiecke angezeigt werden. Eine solche Röhre könnte in einer Schalttafel auch auf größere Entfernung als Warngerät dienen.

Eine Anwendung der Abstimmanzeigeröhre zur Anzeige einer Phasenlage ist ebenfalls möglich. Bei den meisten dieser Anwendungen erweist es sich als besonders günstig, daß Schaltaufwand und Raumbedarf verhältnismäßig klein sind, so daß billige Geräte entstehen, vor allem deshalb, weil keine gleichgerichteten Spannungen zum Betrieb der Röhre erforderlich sind.

K. BRITZ

Einige Überlegungen zur Gegenkopplung

DK 621.375.134.094.3

Nachstehend wird der Einfluß, den eine Gegenkopplung auf die Kennlinie einer Röhre (bzw. eines ganzen Verstärkers) hat, bis zur Näherung dritten Grades berechnet. Dabei ergibt sich ein bemerkenswerter Sachverhalt, der sich an mancher Stelle nützlich verwerten lassen wird.

In welcher Form man die Gegenkopplung annimmt, ist grundsätzlich gleichgültig. Am nächsten liegt vielleicht, von einer Stromgegenkopplung auszugehen, die am Katodenwiderstand erzeugt wird. Dann hat man unter dem Gegenkopplungsfaktor a der nachstehenden Rechnung einfach den Wert des wirksamen Katodenwiderstandes zu verstehen. Auch hat dann S die Bedeutung der Steilheit im üblichen Sinne. Von der gleichstrommäßigen Änderung des Arbeitspunktes durch die Gegenkopplung soll abgesehen werden. S , T , W seien also die erste, zweite und dritte Ableitung der statischen Kennlinie ohne Gegenkopplung in dem sich einstellenden Arbeitspunkt, S' , T' , W' seien die entsprechenden Größen, die man bei Wirksamkeit der Gegenkopplung mißt.

I und U (I = Anoden- bzw. Ausgangsstrom, U = Gitter- bzw. Eingangsspannung) seien rein sinusförmige Wechselgrößen, die Arbeitskennlinie sei in der allgemeinen Form angenommen.

$$I = F(U) \quad \text{ohne Gegenkopplung} \quad (1a)$$

$$I' = F'(U) \quad \text{mit Gegenkopplung} \quad (1b)$$

Werden F und F' in ihre Taylorreihen entwickelt und wird nach den Gliedern dritten Grades abgebrochen, so ergibt sich

$$F(U) = S U + \frac{T}{2} U^2 + \frac{W}{6} U^3 \quad (2a)$$

$$F'(U) = S' U + \frac{T'}{2} U^2 + \frac{W'}{6} U^3 \quad (2b)$$

Um beide Ausdrücke zueinander in Beziehung setzen zu können, beachte man, daß der Unterschied der beiden Kennlinien nur darin besteht, daß U durch die Gegenkopplung um aI' vermindert wird. Es gilt also

$$F'(U) \equiv F(U - aI') \equiv F(U - aF'(U))$$

In diese Beziehung setzen wir die Reihen aus (2) ein und erhalten

$$S' U + \frac{T'}{2} U^2 + \frac{W'}{6} U^3 \equiv S(1 - aS') U - aS \left(\frac{T'}{2} U^2 + \frac{W'}{6} U^3 \right) + \frac{T}{2} (1 - aS')^2 U^2 - \frac{1}{2} aTT' (1 - aS')^3 U^3 + \frac{W}{6} (1 - aS')^3 U^3 \quad (3)$$

Alle Glieder höheren als dritten Grades sind fortgelassen.

Da es sich in (3) um eine Identität handelt, stimmen die Koeffizienten der entsprechenden Potenzen auf der linken und rechten Seite der Gleichung überein. Daraus ergeben sich drei Gleichungen, die die Berechnung der drei gestrichenen Größen gestatten.

$$S' = S(1 - aS') \quad S'(1 + aS) = S \quad S' = \frac{S}{1 + aS} \quad (4)$$

Die Gleichheit der Koeffizienten von U^2 führt, wenn man (4) bereits mit einsetzt, zu

$$T' = T(1 - aS')^2 - aST' = T \frac{(1 - aS')^2}{1 + aS} = \frac{T}{(1 + aS)^3} \quad (5)$$

Schließlich folgt für die Koeffizienten dritter Ordnung

$$W' = W(1 - aS')^3 - 3aTT'(1 - aS') - aSW'$$

Hierin setzt man nach (4) und (5) S' und T' ein und erhält

$$W' = \frac{W}{(1 + aS)^4} - \frac{3aT^2}{(1 + aS)^5} \quad (6)$$

Aus Gleichung 4 liest man ab, daß die Arbeitssteilheit S' gegenüber S um den Faktor $1/(1 + aS)$ verkleinert ist. Die Veränderung von T' gegenüber T ist noch stärker (5); der Faktor $1/(1 + aS)$ tritt in der dritten Potenz auf. Da man, um gleichen Ausgangsstrom wie ohne Gegenkopplung zu erhalten, die Eingangsspannung um den Faktor $(1 + aS)$ erhöhen muß, fällt der Faktor $1/(1 + aS)$ im quadratischen Glied zweimal wieder heraus. Einmal bleibt er immerhin stehen und besagt, daß die quadratischen Verzerrungen in eben diesem Verhältnis durch die Gegenkopplung vermindert sind. Das gleiche gilt für die von W herrührenden Verzerrungen dritten Grades, während die auf T zurückgehenden Verzerrungen dritten Grades (zweites Glied rechts in (6)) um $1/(1 + aS)^2$ verringert werden.

Die Gegenkopplung bietet also die Möglichkeit — und man macht sie sich seit langem zunutze —, die nichtlinearen Verzerrungen eines Verstärkerelements wesentlich herabzusetzen. Aus (6) kann man aber noch etwas anderes ersehen. Von den dort auftretenden Größen sind S , T , W Röhrenkonstanten, d. h. vom Arbeitspunkt abhängende Werte. a jedoch ist in weiten Grenzen frei wählbar. Man kann a also so bestimmen, daß der Ausdruck (6) und damit die Verzerrungen dritten Grades verschwinden

$$W' = 0 = \frac{W}{(1 + aS)^4} - \frac{3aT^2}{(1 + aS)^5} \quad W(1 + aS) = 3aT^2$$

$$a = \frac{W}{3T^2 - SW} \quad (7)$$

Gibt man a den so berechneten Wert, so kann man dadurch die kubischen Verzerrungen des Verstärkers unterdrücken. Vorweg hat man natürlich für den in Betracht kommenden Arbeitspunkt sowohl S als auch T und W (durch Klirrfaktormessungen) zu ermitteln. Ist W negativ, so ist damit $3T^2 - SW > 0$; ist W positiv, dann ist $3T^2 - SW < 0$. D. h., a ist immer negativ zu wählen; man hat eine Mitkopplung anzuwenden. Dadurch werden aber die quadratischen Verzerrungen wieder vergrößert. Von speziellen Fällen abgesehen, besteht daran natürlich kein Interesse.

Wichtig werden die obigen Überlegungen erst dort, wo die quadratischen Verzerrungen von vornherein schon eliminiert sind, also etwa in einem Gegentakterverstärker. Dort sind durch die symmetrische Anordnung — im Idealfall — überdies auch die weiteren Verzerrungen geradzahlgigen Grades unterdrückt, also auch diejenigen vierten Grades. Gelingt es nun, durch geeignet dimensionierte Rückkopplung auch die Verzerrungen dritten Grades unwirksam zu machen, so verbleiben nur noch die Verzerrungen fünften und höheren ungeradzahlgigen Grades. Der Klirrfaktor eines solchen Verstärkers dürfte extrem klein werden.

Im Falle von Spannungsgegenkopplung sind die auftretenden Größen nur sinngemäß umzudeuten. I steht dann für Anodenwechsel- bzw. Ausgangsspannung, S für den Verstärkungsfaktor, T für dessen erste, W für seine zweite Ableitung nach der Eingangsspannung U .

Wendelantennen

für Peilzwecke im Dezimeterbereich

Richtdiagramme · Polarisationsmöglichkeiten · Peilgenauigkeit

DK 621.396.677.3 : 621.9-428.2

A. KÖHLER

Der Aufbau und die Wirkungsweise dieser Antennenart sind in den letzten Jahren eingehend in der amerikanischen Literatur beschrieben worden (s. Schrifttum). In Deutschland hat diese Antenne trotz ihrer Vorzüge bis jetzt noch keine verbreitete Anwendung gefunden. Ihre Hauptmerkmale sind: 1. Zirkulare (links- oder rechtsdrehende) Polarisation in Achsrichtung, 2. gute Bündelungseigenschaften über einen weiten Frequenzbereich, 3. Konstanz des Fußpunktwiderstandes über den gleichen Bereich, 4. bequeme Speisung durch ein konzentrisches Kabel (Fortfall von Symmetriermitteln), 5. einfacher, leichter und sehr winddurchlässiger Aufbau.

Wegen der in diesem Bereich sehr handlichen Abmessungen eignet sie sich vorwiegend für den Zentimeter- und Dezimeterwellenbereich, allenfalls für das kürzere Ende des Meterwellenbereiches. Maßgebend für die auf einer Wendel herrschende Strom- bzw. Spannungsverteilung nach Betrag und Phase und damit für das daraus resultierende Strahlungsdiagramm ist naturgemäß das Verhältnis der Abmessungen zur erregenden Wellenlänge. Die geometrische Form einer Wendel wird zweckmäßig durch die in Abb. 1 angegebenen Daten be-

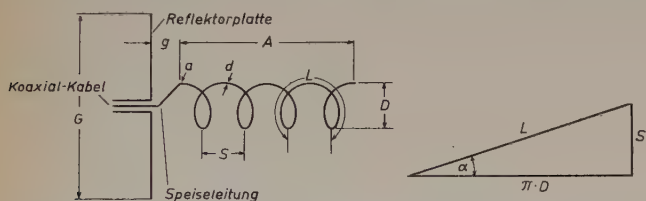


Abb. 1. Abmessungen einer Wendel. D = Durchmesser der Wendel, S = Steigung (Abstand der Windungen voneinander), α = Steigungswinkel, L = Länge einer Windung, d = Durchmesser des Leiters, g = Abstand des Anfangs der ersten Windung von der Reflektorplatte, G = Durchmesser der Reflektorplatte, A = Gesamtlänge der Wendel

schrieben. Aus der Abwicklung einer Windung mit der Steigung S und dem Steigungswinkel α ergibt sich die Windungslänge L zu

$$L = \frac{\pi \cdot D}{\cos \alpha} \quad \text{bzw.} \quad S = L \sin \alpha = \pi \cdot D \operatorname{tg} \alpha \quad \alpha = \arctan \left(\frac{S}{\pi \cdot D} \right)$$

Die Gesamtlänge der Wendel mit n Windungen ist

$$A = n \cdot S$$

Ihr Feld denkt man sich zweckmäßig aus zwei Komponenten aufgebaut, die zwangsläufig miteinander verknüpft sind, einer Leitungswelle, die sich dämpfungsfrei wie auf einer idealen Leitung fortpflanzt (Transmission = T -mode), und einer gedämpften Leitungswelle, durch die die Strahlung verursacht wird [1]. Die Felder einer Wendel werden ähnlich wie in der Hohlleitertechnik nach der Zahl der Wellenlängen auf einer Windungslänge bezeichnet [2]. Wenn z. B. die Länge einer Windung sehr klein gegen die Wellenlänge ist, liegen die Gebiete gleicher Ladung um mehrere Windungen auseinander. Dieser Zustand (T_0 -mode) herrscht z. B. bei den Wanderwellenröhren. Er ist hier mit einer sehr geringen Strahlung verbunden. Eine ausführliche, chronologisch geordnete Zusammenstellung der bisherigen Arbeiten über die Theorie der Wellenausbreitung auf Wendeln, vornehmlich in Wanderwellenröhren, ist in [1] gegeben. Bei der Verwendung der Wendel als Antenne interessieren in erster Linie diejenigen Typen von Leitungswellen, die mit einer merkbaren Strahlung verbunden sind.

Von den vielen Formen, die das Strahlungsdiagramm bei gegebener Wellenlänge und laufend wachsenden Abmessungen der Wendel oder umgekehrt annehmen kann, sind besonders zwei Gruppen charakteristisch.

Bei der einen Gruppe liegt die Hauptstrahlrichtung in der Ebene senkrecht zur Wendelachse (Normal-Typ = RN). Sie erzeugt ein Runddiagramm (Scheibenform) [2]. Der Fußpunktwiderstand ist sehr frequenzabhängig, der Strahlungswiderstand gering. Die Strahlung ist im allgemeinen elliptisch oder linear, parallel zur Wendelachse polarisiert und nur bei Einhaltung kritischer Abmessungen zirkular polarisiert ($\pi \cdot D = \sqrt{2 S \lambda}$). Diese Wendel hat als Antenne nur relativ wenig praktische Bedeutung gefunden. Wenn die Bauhöhe der Antenne sehr klein gegen $\lambda/4$ sein muß (Fahrzeugantennen), bietet z. B. eine Wendel mit sehr kleinen Windungen gewisse Vorzüge gegenüber einem sehr kurzen linearen Dipol; der Strahlungswiderstand ist etwa 50% größer als der des Dipols gleicher Höhe, und die Anpassung läßt sich relativ leicht durch Nachstimmen erreichen, wobei bei richtiger Bemessung ein Frequenzbereich bis zu 1:100 überstrichen werden kann [3].

Bei der anderen Gruppe fällt die Hauptstrahlrichtung mit der Wendelachse zusammen (Axial-Typ = RA). Diese Wendel, bei der die Länge einer Windung vergleichbar ist mit der Wellenlänge (T_1 -mode), wirkt als Richtantenne und ist von weitaus größerer praktischer Bedeutung [4, 5, 6]. Auf ihr rücken die Gebiete entgegengesetzter Ladung näher aneinander, so daß die gegenüberliegenden Seiten einer (kreisförmigen) Windung entgegengesetzte Ladung haben. Der fortschreitende Anteil der Welle (T_1 -mode) ist verknüpft mit einer Strahlung, die vorwiegend in der Achsrichtung gebündelt und nahezu zirkular polarisiert ist. Das Strahlungsdiagramm ist nur wenig abhängig von den Abmessungen der Wendel. Der Fußpunktwiderstand ist weitgehend frequenzunabhängig. Diese Wendelart ist daher besonders als breitbandige Richtantenne geeignet.

Beide beschriebenen Wendelarten sind Sonderfälle, die ineinander übergehen. Im Zwischenbereich ist das Strahlungsdiagramm von konischer Form oder zipfelt auf. Wendeln mit Felddiagrammen höheren Grades, z. B. solche mit 2 Wellenlängen pro Windungslänge (T_2 -mode), sind beim Bau von Fernsehsenderantennen (horizontalpolarisierte Rundstrahlantennen mit großer Bündelung in der Vertikalebene) im UHF-Bereich benutzt worden [7]. Hier sei nur die Wendelform betrachtet, bei der eine Windungslänge etwa 1λ ist. Sie kann ganz grob als Übergangsform zwischen Rahmen- (1 Windung) und Linearantenne (Gruppenschaltung sehr vieler Windungen) angesehen werden. Die Stromverteilung auf einer solchen Wendel, die für die Existenz des Richtdiagrammes maßgebend ist, kann experimentell durch Abtasten mit einer geeigneten Sonde gefunden werden [8]. Sie resultiert aus einer (vom Speiseende aus gesehen) hinlaufenden und einer rücklaufenden Welle. Die letztere ist von kleinerer Amplitude als die erste. Sowohl am Anfang wie am Ende der Wendel ist die Dämpfung besonders stark. Dazwischen liegt ein Gebiet, in dem der Strom relativ konstant ist. Da nur ein sehr geringer Anteil der von dem offenen Ende reflektierten Energie den Fußpunkt der Wendel wieder erreicht, ähnlich wie bei einer nahezu mit ihrem Z-Wert abgeschlossenen Leitung, ist vor allem deswegen der Fußpunktwiderstand in einem relativ breiten Bereich nur sehr geringen Schwankungen unterworfen. Dies gilt jedoch nicht für Frequenzen unter oder über dem Bereich des Axial-Typus. Innerhalb dieses Frequenzbereiches sind die Abmessungen der Wendel unkritisch.

Maßgebend für das Zustandekommen des Richtdiagramms ist ferner die Phasengeschwindigkeit v der Wellenausbreitung auf der Wendel. Sie kann durch Messung der Entfernung zwischen den Maxima oder Minima der stehenden Wellen des Stromes auf der Wendel bestimmt werden und hat die Tendenz, sich von selbst so einzustellen, daß sich

die von jeder Windung herrührenden elektrischen Vektoren in Achsrichtung addieren (Längsstrahler). Diese automatische Einstellung der richtigen Phasengeschwindigkeit bewirkt das Zustandekommen des Richtdiagrammes über einen weiten Frequenzbereich (fast 1:2). Sie ist außerhalb des Bereichs des Axial-Typus gleich und innerhalb seines Bereichs kleiner als die Lichtgeschwindigkeit c . Der Phasengeschwindigkeitsfaktor p ist also $p = \frac{v}{c} \leq 1$, er ist minimal $= 0,65$.

Zur Berechnung des Strahlungsdiagrammes einer Wendel nimmt man eine rein fortschreitende Welle an, was praktisch im Bereich des Axial-Typus hinreichend zutrifft. Dann kann das Gesamtdiagramm einer Wendel mit n Windungen durch Multiplikation des Diagramms einer Windung mit dem Gruppendiagramm eines Längsstrahlers aus n Dipolen im Abstand S gefunden werden. Um das Diagramm einer Windung zu berechnen, wird diese durch eine solche mit quadratischem Querschnitt ersetzt gedacht, dessen Fläche ohne großen Fehler gleich der der kreisförmigen Windung und deren Seite gleich der des

Quadrats $g = \frac{\sqrt{\pi \cdot D^2}}{2}$ gesetzt werden kann. Das E_Φ - und das E_Θ -

Diagramm (horizontale und vertikale Polarisation) werden jeweils durch zwei kurze Leiter der Länge g im Abstand g erzeugt.

Das Strahlungsdiagramm eines geraden Leiters ist von seiner Länge abhängig, derart, daß mit wachsender Länge die Bündelung der bei ganz kurzen Leitern senkrecht zum Leiter abgestrahlten Feldstärke immer schärfer und die Hauptstrahlrichtung immer mehr zur Achsrichtung des Leiters um den Winkel τ geneigt ist. Im Falle der Wendel des Axial-Typus muß $\tau = \alpha$ (Steigungswinkel) sein, damit die Strahlung in Richtung der Wendelachse erfolgt.

Die Felder zweier paralleler Leiter kommen in einem entfernten Punkt auf der Wendelachse gleichzeitig an, wenn $L = p \cdot (S + \lambda)$. Für die Wendel gilt

$$L = [(\pi \cdot D)^2 + S^2]^{\frac{1}{2}} \quad (1)$$

$$D_\lambda = [p^2 (S_\lambda + 1)^2 - S_\lambda^2]^{\frac{1}{2}} / \pi \quad (2)$$

$$\text{Für } p = 1 \text{ wird } D_\lambda = (2 S_\lambda + 1)^{\frac{1}{2}} / \pi \quad (3)$$

(D_λ = Durchmesser in Wellenlängen, S_λ = Steigung in Wellenlängen). Nur wenn beide Bedingungen erfüllt sind, wird das Richtdiagramm des Axial-Typus aufrechterhalten.

Bei langen Wendeln wird das Diagramm vorwiegend von dem Gruppendiagramm bestimmt. Daher ist, obwohl die Diagramme für die vertikale und die horizontale Polarisation für eine Windung allein sehr verschieden sind, doch das Diagramm der gesamten Wendel in beiden Ebenen nahezu gleich. Im allgemeinen ist das E_Φ -Diagramm etwas schärfer als das E_Θ -Diagramm. (Der Ursprungspunkt der ersten Windung, also der Punkt a (Abb. 1), an dem der verlängerte Innenleiter des Koaxialkabels radial auf den Umfang der Wendel stößt, ist dabei in der Horizontalen, d. h. parallel zur Richtung von E_Φ , gedacht.)

Das Gruppendiagramm hat die allgemeine Form

$$Y_n = \frac{1}{n} \frac{\sin \frac{n \Psi}{2}}{\sin \frac{\Psi}{2}} \quad (4)$$

Hier ist Ψ eine Hilfsfunktion, die die Phasendifferenz zweier Elementardipole in der jeweiligen Richtung Φ angibt. Die Phase der Welle, die in einem unendlich entfernten Aufpunkt P in der Richtung Φ von zwei hintereinander gelegenen Dipolen von dem näher gelegenen Dipol ankommt, eilt der von dem anderen Dipol startenden Welle um $2 \pi S_\lambda \cos \Phi$ voraus, wird aber durch die Laufzeit über eine Windung $= 2 \pi \frac{L_\lambda}{p}$ verzögert, so daß der gesamte Phasenunterschied:

$$\Psi = 2 \pi \left(S_\lambda \cos \Phi - \frac{L_\lambda}{p} \right) \text{ wird.} \quad (5)$$

Die optimale Richtwirkung in Achsrichtung ist dann gegeben, wenn die von den Einzelstrahlern der Gruppe ausgehende Strahlung in dem in Achsrichtung gelegenen Aufpunkt mit gleicher Phase ankommt, wenn also

$$\Psi = -2 \pi m \quad \text{und} \quad \Phi = 0 \text{ ist } (m = 0, 1, 2, \dots)$$

Dann ist

$$\frac{L_\lambda}{p} = m + S_\lambda \quad (6)$$

Für $m = 1$ wird

$$\frac{L_\lambda}{p} = 1 + S_\lambda \quad (7)$$

und (wenn $p = 1$) wird

$$L - S = \lambda \quad (8)$$

Der Phasengeschwindigkeitsfaktor p kann, wie bereits erwähnt, zwischen 1 und etwa 0,7 liegen und wird für optimale Richtwirkung

$$p = \frac{1}{\sin \alpha + \frac{\cos \alpha}{\pi D_\lambda}} \quad (9)$$

Eine Betrachtung der Strahlungsdiagramme in beiden Polarisations-ebenen ergibt, daß die Bedingung für optimale Richtwirkung ($L - S = \lambda$) zugleich gültig ist für zirkulare Polarisation. Die Polarisation des elektrischen Vektors eines (elektrischen) Dipols liegt parallel zur Richtung des Dipols, die Polarisation des elektrischen Vektors eines magnetischen Dipols (Rahmen) in der Rahmenebene. Die Wendel ist aus elektrischen und magnetischen Dipolen zusammengesetzt, wobei die der Steigung zwischen zwei Windungen entsprechenden Leitungsstücke als elektrischer Dipol und die Windungsflächen als magnetischer Dipol strahlen. Bei zirkularer Polarisation müssen die elektrischen Vektoren in senkrechter (E_Θ) und waagerechter (E_Φ) Richtung gleich groß und in Phase sein. Wie in [4] gezeigt wird, muß bei einer Wendel mit gegebener Windungszahl für zirkulare Polarisation der Faktor

$$k = L_\lambda \left(\sin \alpha - \frac{1}{p} \right) = \pm 1 \quad (10)$$

sein. Bei hinreichend großer Windungszahl genügt es jedoch, wenn k annähernd $= 1$ ist. Das ist bei Wendeln von mehr als etwa 3..4 Windungen der Fall. Wendeln mit weniger Windungen zeigen ein größeres Achsenverhältnis, strahlen also in Achsrichtung mehr elliptisch polarisiert. Das Achsenverhältnis gibt das Verhältnis beider Vektoren zueinander an.

Für die praktische Anwendung der Wendelantennen interessieren in erster Linie diejenigen Abmessungen, bei denen über einen möglichst weiten Frequenzbereich sowohl das Richtdiagramm in Achsrichtung als auch die zirkulare Polarisation und ein hinreichend konstanter Fußpunkt-widerstand aufrechterhalten werden. Um eine Übersicht über die praktische Brauchbarkeit der Wendelantennen als Richtantenne über breite Frequenzbänder und damit über die Bemessungsgrundlagen für eine optimale Wendel zu gewinnen, sind Wendeln verschiedenen Durchmessers und verschiedener Steigung hinsichtlich ihres Richtdiagramms untersucht worden [6]. Diese beiden Parameter sind bei gegebenen geometrischen Konstanten von der Frequenz abhängig. Von der Frequenz unabhängig ist jedoch die Angabe des Steigungswinkels. Es hat sich gezeigt, daß bei gegebenem Durchmesser ein Steigungswinkel von etwa $12..18^\circ$ besonders günstig ist. Dabei wird das Richtdiagramm in Achsrichtung über einen großen Frequenzbereich aufrechterhalten. Gleichzeitig ist in demselben Bereich das Achsenverhältnis annähernd $= 1$, also die Polarisation etwa zirkular. Ferner nimmt die Ortskurve für den Fußpunkt-widerstand in diesem Bereich optimale Werte an. Mit einer Wendel von etwa 14° Steigungswinkel, deren Windungslänge gleich der mittleren Wellenlänge ist, läßt sich ein Frequenzbereich von annähernd 1:2 überbrücken, derart, daß die Halbwertbreite des Richtdiagramms an den Bandgrenzen zwischen etwa $2 \varphi_H = 40^\circ$ und $2 \varphi_H = 60^\circ$ schwankt.

Die Welligkeit des Fußpunkt-widerstandes [10] beträgt in diesem Bereich maximal etwa 1,4. Der Fußpunkt-widerstand einer 14° -Wendel von 6 Windungen liegt bei etwa 130 Ohm. Die Mindestwindungszahl, bei der das Strahlungsdiagramm und der Fußpunkt-widerstand brauchbare Werte annehmen, liegt bei etwa 3 Windungen. Die Wendel wird normalerweise auf eine Reflektorfläche aufgebaut, deren Durchmesser etwa in der Größenordnung von 1λ gewählt wird. Die Größe der Grundfläche ist willkürlich und auf das Diagramm in Hauptstrahlrichtung praktisch ohne Einfluß, jedoch wird die Größe des Vorwärts-Rückwärts-Verhältnisses von den Abmessungen des Reflektorbleches bestimmt. Ein Durchmesser von etwa 1λ sollte möglichst nicht unterschritten werden.

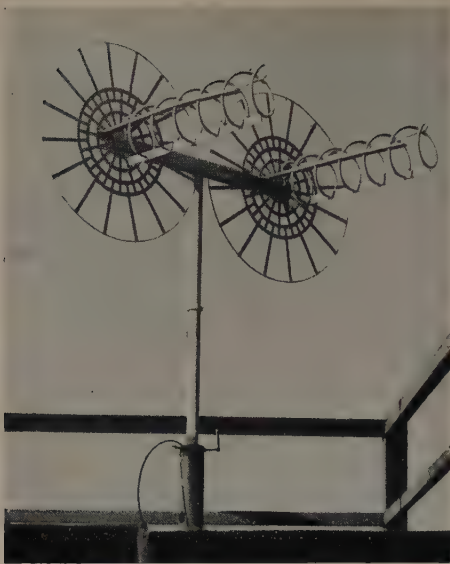


Abb. 2 a. Wendelantenne, Zweiergruppe

Die Stärke des Leitermaterials der Wendel und das Stützgerüst zur Halterung der Wendel gehen in das Strahlungsdiagramm nicht meßbar und in den Fußpunktswiderstand nur ganz unbedeutend ein. Im Axialbereich ist die Komponente des E -Vektors in Achsrichtung gleich Null, so daß ein Leiter in die Achse gesetzt werden kann, ohne daß das Strahlungsdiagramm geändert wird.

Die mit einer Wendel erreichbare Bündelung steigt mit wachsender Länge, gleichzeitig werden aber auch die Nebenzipfel etwas größer. Es ist nicht zweckmäßig, über eine Windungszahl von $n = 7 \dots 10$ hinauszugehen, da dann die mechanischen Schwierigkeiten der Halterung besonders im Dezimeterbereich größer werden, die Bündelung aber nur relativ wenig zunimmt. Einen erheblichen Zuwachs an Bündelungsschärfe kann man dagegen durch Anordnung einer Wendel im Brennpunkt eines Parabolspiegels, in einem Hornstrahler oder, noch wirksamer, durch Zusammenbau mehrerer Wendeln zu einer Strahlergruppe erreichen. Im letzten Falle werden die Abmessungen und der Windwiderstand kleiner als bei den anderen beiden genannten Möglichkeiten. Die größere Bündelung ist nicht nur für praktische

Zwecke (z. B. Peilung) erforderlich, sondern bringt auch gleichzeitig einen entsprechenden erhöhten Gewinn mit sich.

Es wurden daher zwei verschiedene Antennentypen, beide für den Bereich von 300...550 MHz geeignet, entwickelt, und zwar

1. eine Zweiergruppe, bestehend aus zwei Wendelantennen in $1,5 \lambda$ Abstand (Abb. 2a), und
2. eine Vierergruppe, bestehend aus vier Wendelantennen in je $1,5 \lambda$ Abstand (Abb. 2b).

In allen Fällen waren die Wendeln für die Mittelfrequenz von etwa 72 cm (= 420 MHz) ausgelegt und hatten einen Durchmesser (lichte Weite) von 21 cm. Der Abstand der Windungen voneinander betrug 17 cm und der Steigungswinkel etwa 14° . Die Windungszahl



Abb. 2 b. Wendelantenne, Vierergruppe

war $n = 6,5$. Die Leiter der Wendel bestehen aus Aluminiumrohr von etwa 18 mm \varnothing und etwa 2 mm Wandstärke. Das untere Ende der Wendel ist jeweils radial unter dem Steigungswinkel nach der Mittelachse geführt und verläuft dann in Achsrichtung durch den Fußpunktisolator hindurch zu dem Speisesystem. Die Wendeln werden jeweils von drei einzelnen Stützplatten aus Novotext gehalten, die in die Windungen der Wendel eingedreht sind und ihrerseits am Fußpunkt durch Metallwinkel befestigt sind. Die Fußpunktisolatoren bestehen aus Trolitulplatten mit einer Öffnung von etwa 8 cm in dem Reflektorboden und sind so bemessen, daß sie möglichst kapazitätsarm sind und in ihrem Wellenwiderstand dem Fußpunktswiderstand der Wendel von etwa 130 Ohm recht nahekommen. Die Reflektorebenen sind sehr winddurchlässig gehalten und als dünne, strahlen-

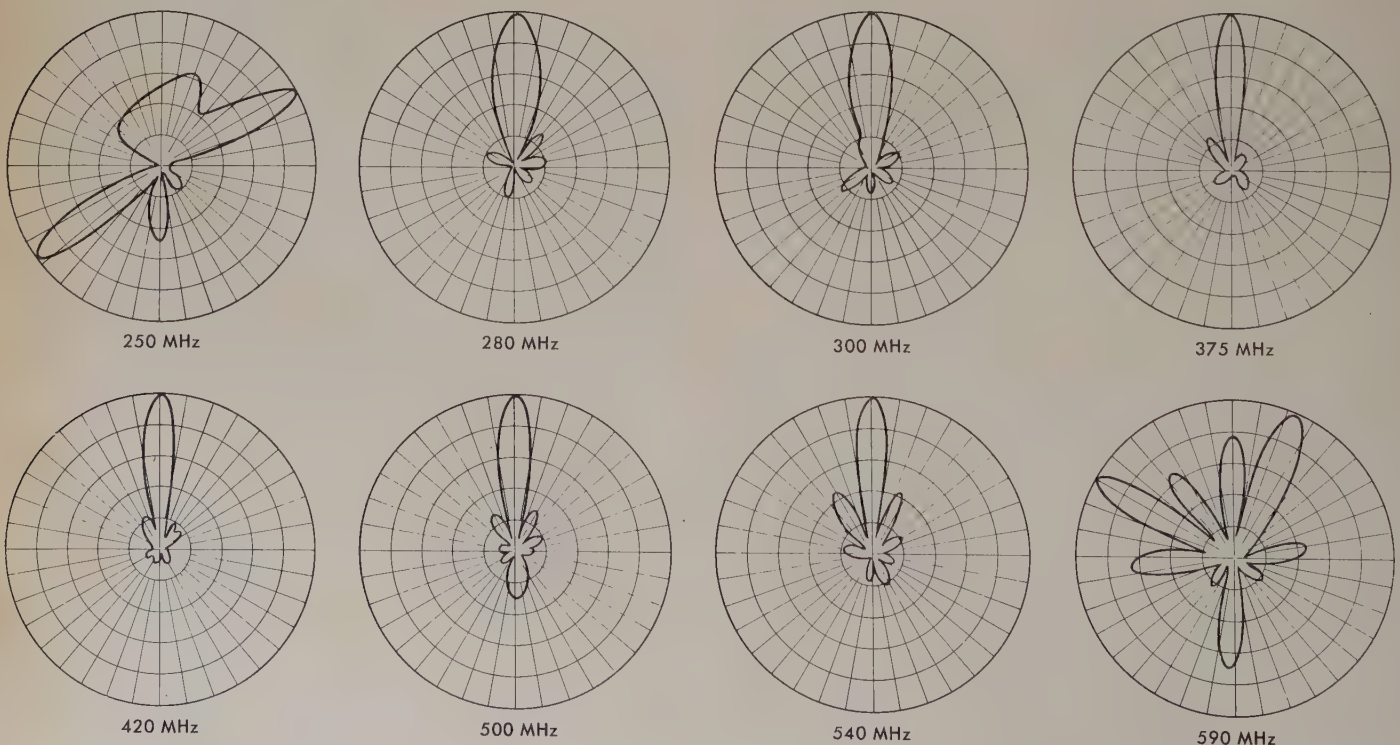


Abb. 3 a. Richtdiagramme einer Wendelantenne mit 2 Wendeln ($D = 0,3 \lambda$, $S = 0,247 \lambda$, $n = 7$, $G = 1,5 \lambda$) bei horizontaler Polarisation

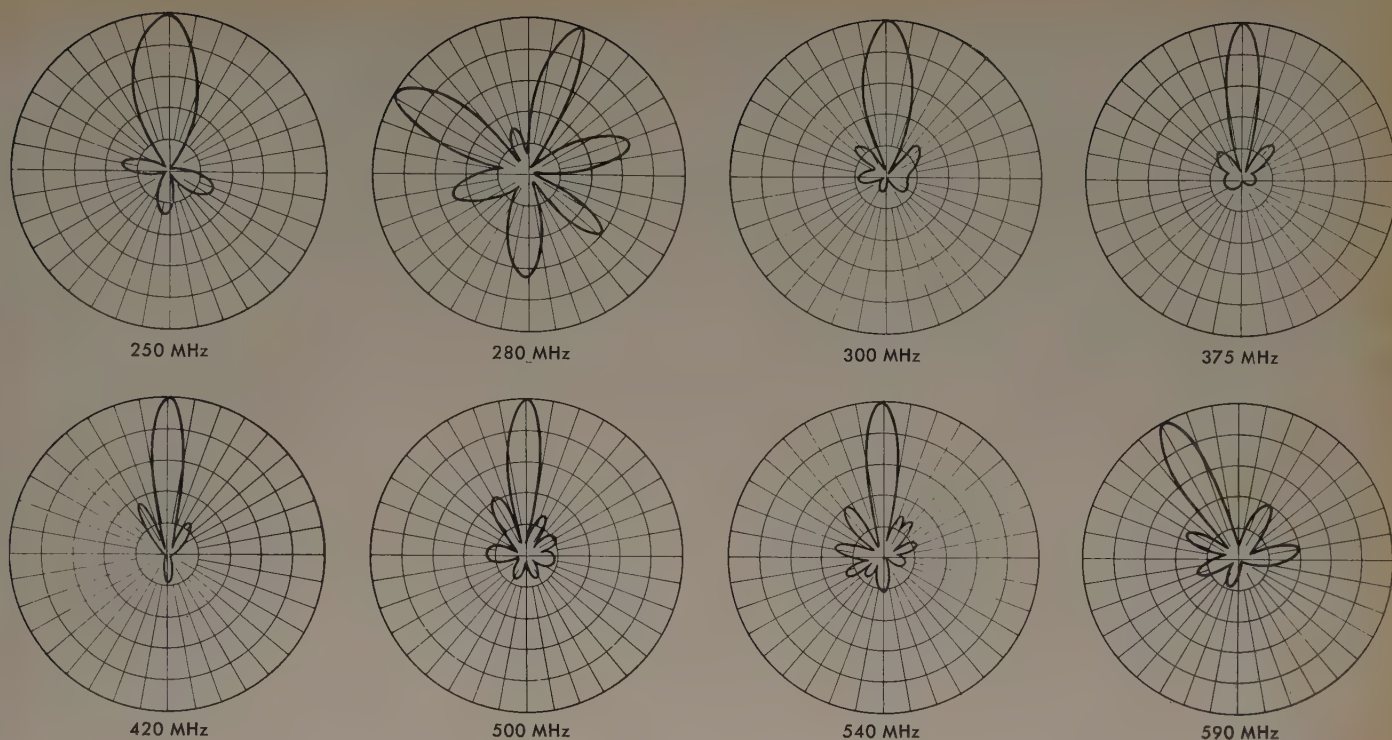


Abb. 3b. Richtdiagramme der Wendelantenne gem. Abb. 3a mit vertikaler Polarisation

kranzartige Gebilde ausgeführt. Sie haben einen Durchmesser G von etwa $1\text{ m} = 1,5\lambda$. Die Mittelpunkte beider Reflektorscheiben sind an den Enden eines Tragebalkens auf dessen Vorderseite aufmontiert. In diesen Tragebalken ist das Speisesystem eingebaut. Es besteht in einfachster Weise aus einem Querleiter, der die beiden Fußpunkte der Wendel miteinander verbindet und der hinsichtlich seines Durchmessers und des Abstands von der inneren Vorderfläche des Tragebalkens so bemessen ist, daß in der Mitte dieser Querleitung ein Widerstand von etwa 60 Ohm entsteht. An diesem Punkt greift ein konzentrisches 60-Ohm-Kabel an, das in dem senkrecht nach unten führenden Drehstutzen untergebracht ist. Reflektor, Tragebalken und Drehstutzen sind aus feuerverzinktem Eisen ausgeführt.

Das Richtdiagramm in Achsrichtung (Abb. 3) wird bei diesen Antennen in dem Bereich von etwa 300 MHz bis etwa 540 MHz aufrecht erhalten. Die Antenne umfaßt also einen Frequenzbereich von etwa $1:1,8$. Mit einer Wendel wird lt. Angaben in [9] nur ein Bereich von $1:1,7$ erreicht. Das Gruppendiagramm zweier Wendeln im Abstand von $1,5\lambda$ bewirkt eine nennenswerte Erweiterung des Bereiches dadurch, daß Nebenzipfel, die bei der Einzelwendel an den Bandrändern entstehen, unterdrückt werden. Das Diagramm einer Wendelgruppe ist so lange z. B. für Peilzwecke brauchbar, als der Hauptzipfel genau in Achsrichtung liegt, die Wendel also nicht schieft. Die Halbwertsbreite in diesem Bereich schwankt zwischen etwa $\varphi_H = \pm 8^\circ$ bis $\varphi_H = \pm 10^\circ$. Die größten Nebenzipfel betragen im Durchschnitt etwa $25\ldots 30\%$ des Hauptzipfels und sind in Bandmitte geringer als an den Bandrändern. Das Vorwärts-Rückwärts-Verhältnis ist über den ganzen Bereich stets besser als etwa $1:5$ (im Durchschnitt $1:10$). Die Halbwertsbreiten in der horizontalen und in der vertikalen Ebene sind einander über den gesamten Frequenzbereich nahezu gleich — ein Kriterium für die zirkuläre Polarisation. Wenn also das Diagramm dieser Wendelantennengruppe beispielsweise mit einem horizontal orientierten Dipol auf der Gegenstation aufgenommen wird, muß die Halbwertsbreite des Richtdiagramms für den Fall, daß der Dipol senkrecht orientiert wird, im ganzen Betriebsbereich die gleiche bleiben. Lediglich die Nebenzipfel zeigen geringfügige Abweichungen, die für den vorgesehenen Zweck völlig ohne Bedeutung sind. Läßt man die Wendelantenne genau in Hauptstrahlrichtung auf die Gegenstation stehen, so darf sich die Amplitude bei Verdrehen des Dipols von der vertikalen in die horizontale Lage oder umgekehrt nur ganz geringfügig ändern. Diese Änderung gibt das Achsenverhältnis der Polarisationen an oder, anders ausgedrückt, wie weit die Polarisation von der zirkulären abweicht und in eine elliptische übergeht. In dem oben genannten Betriebsbereich liegt das Achsenverhältnis durchweg

zwischen 1 und 1,2, ist also als sehr gut zu bezeichnen. Lediglich an den Bandrändern, also außerhalb des Betriebsbereiches, nimmt es sehr schnell höhere Werte an. Gleichzeitig beginnt dann auch die Hauptstrahlrichtung, die sonst im Betriebsbereich sehr genau konstant bleibt, zu wandern, d. h. die Antenne schieft.

Der Fußpunktswiderstand dieser Wendelantennengruppe ist auf 60 Ohm angepaßt; die Welligkeit ist im Durchschnitt \leq etwa 1,4 und zeigt nur vereinzelte Spitzen, die etwa $1:2$ erreichen (Abb. 4). Vermutlich sind diese auf das (nicht vermeidbare) Stützgerüst der Wendeln zurückzuführen. Die beiden ausgeführten Wendelgruppen sind für Empfangszwecke (Peilung) gedacht, lassen sich jedoch ohne Änderung als Sendeantennen für mittlere Leistungen betreiben.

Berücksichtigt man, daß die Richtdiagramme der Antennen in Feldstärken (nicht in Leistungen!) aufgenommen sind und die Steilheit der Flanken des Hauptzipfels durch nichtlineare Gleichrichtung im Empfänger vergrößert werden kann, so dürfte mit dieser Wendel-

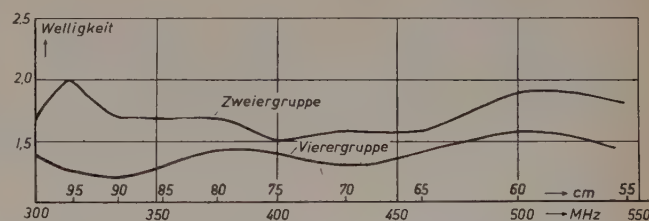


Abb. 4. Darstellung der Welligkeit einer Wendelantennen-Zweier- und-Viererguppe in Abhängigkeit von der Frequenz

antennengruppe in der Praxis eine Peilgenauigkeit von etwa ± 2 bis 3° bei einiger Geschicklichkeit ohne weiteres zu erreichen sein. Die Peilgenauigkeit ist dabei auch unabhängig von der Polarisationsrichtung der zu empfangenden Welle. Durch die Empfangsantenne werden also innerhalb des Betriebsbereiches Peilfehler nicht verursacht.

Der Spannungsgewinn einer 14° -Wendel mit 6 Windungen beträgt nach Angaben in [9] zwischen etwa 10 und 14 dB . Durch die Anordnung von zwei Wendeln in $1,5\lambda$ Abstand wird der Gewinn um etwa $4\ldots 5\text{ dB}$ erhöht, so daß er (nach Messungen an einem cm-Modell) bei etwa $17\ldots 18\text{ dB}$ liegt. Nähere Angaben über den Leistungs- (Dipol-) Gewinn von Wendelantennen und von Wendelantennengruppen sind in [11] zu finden.

Um eine noch größere Peilgenauigkeit zu erzielen, wurde eine weitere Wendelgruppe aus 4 einzelnen Wendeln entwickelt (Abb. 2b), die naturgemäß eine noch höhere Bündelung hat als die Zweiergruppe. Die Wendelantennen selbst entsprechen in ihren Abmessungen und ihrem Aufbau genau denen der oben beschriebenen Zweiergruppe. Sie sind ebenfalls in einem gegenseitigen Abstand von $1,5 \lambda$ angeordnet und mit dem gleichen Stützgerüst gehalten und dem gleichen Fußpunktisolator ausgerüstet. Sie sitzen auf der Vorderseite eines Tragebalkens von der doppelten Länge wie bei der Zweiergruppe (etwa 3,4 m). Als Reflektorfläche dient hier eine rechteckige Fläche, die aus einem Aluminiumrahmen gebildet wird, der mit gut winddurchlässigem, tauchverzinktem Maschendrahtgitter belegt ist. Die Speisung je einer Hälfte der Vierergruppe geschieht in der gleichen Weise wie bei der Zweiergruppe. An den beiden Mitten der zwei Querleitungen greift je ein konzentrisches 60-Ohm-Kabel an. Diese beiden Kabel

von genau der gleichen elektrischen Länge sind in der Mitte über ein konzentrisches T-Stück miteinander verbunden. Der Widerstand von etwa 30 Ohm, der sich an der Mitte des T-Stückes einstellt, wird über einen zweistufigen Transformator auf 60 Ohm konzentrisch herauftransformiert. Dieser Transformator ist in dem senkrechten Rohr des Drehstutzens untergebracht und wird fortgesetzt in dem konzentrischen 60-Ohm-Kabel, das zum Empfänger führt.

Das Richtdiagramm in Achsrichtung (Abb. 5) wird in einem Bereich von etwa 300 MHz bis 530 MHz aufrechterhalten und umfaßt den Bereich von etwa $1 : 1,8$. Die Halbwertbreite in Hauptstrahlrichtung schwankt innerhalb des Betriebsbereiches zwischen $\varphi_H = \pm 4^\circ$ und $\varphi_H = \pm 6^\circ$. Die Nebenzüpfel betragen maximal etwa 20...30%. Das V/R-Verhältnis ist besser als $1 : 5$ (1 : 10). Das Achsenverhältnis für die Polarisation bleibt im gesamten Bereich $\leq 1,2$. Eine Abweichung von der Hauptstrahlrichtung (Nullpunktwanderung) ist inner-

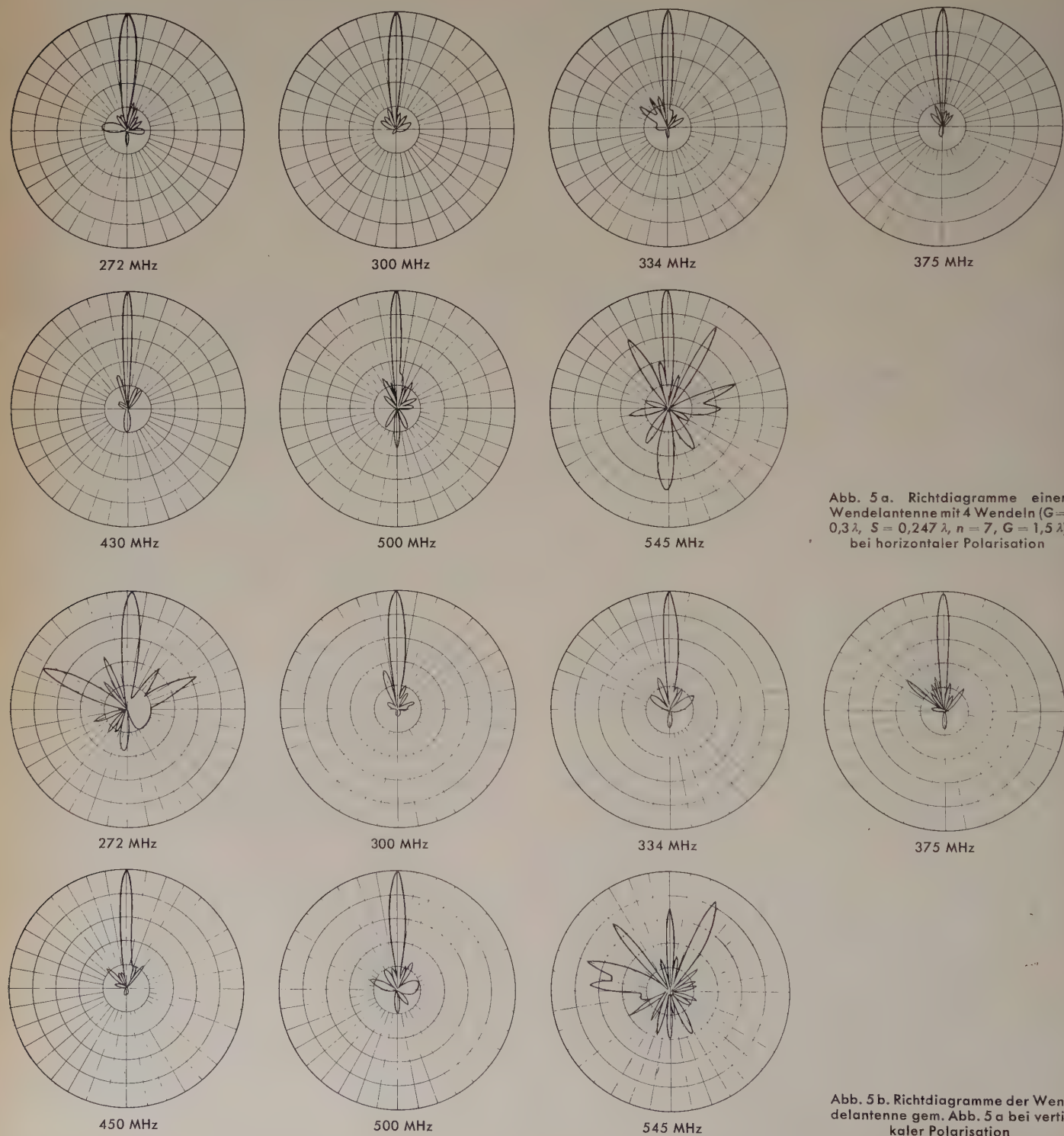


Abb. 5a. Richtdiagramme einer Wendelantenne mit 4 Wendeln ($G = 0,3 \lambda$, $S = 0,247 \lambda$, $n = 7$, $G = 1,5 \lambda$) bei horizontaler Polarisation

Abb. 5b. Richtdiagramme der Wendelantenne gem. Abb. 5a bei vertikaler Polarisation

halb des oben genannten Bereichs nicht festzustellen. Nur außerhalb, an den Bandrändern, fängt die Antenne, ebenso wie bei der Zweiergruppe, sehr stark an zu schielen. Der Gewinn dieser Antenne wird gegenüber dem der Zweiergruppe um weitere 4...5 dB erhöht und also gegenüber einem $\lambda/2$ -Dipol bei etwa 23...25 dB liegen.

Der Fußpunkt Widerstand beträgt 60 Ohm. Die Welligkeit schwankt innerhalb des Betriebsbereiches zwischen 1,1 und 1,4, ist also für eine Empfangsantenne als sehr gut zu bezeichnen (Abb. 4).

Wegen der relativ hohen Bündelung in der horizontalen Ebene dürfte eine Peilgenauigkeit von etwa $\pm 1...2^\circ$ mit Sicherheit ohne Schwierigkeiten zu erreichen sein. Bezüglich der Peilfehler gilt das gleiche wie für die Zweiergruppe.

Die Bündelung in der Vertikalebene ist naturgemäß gleich der einer einzigen Wendel und beträgt über den genannten Frequenzbereich etwa $\varphi_H = \pm 30...50^\circ$.

Es sei hier noch einmal neben den eingangsaufgeführten Merkmalen kurz auf die besonderen Vorzüge der Wendelantenne hingewiesen. Abgesehen von ihrer wegen der Unabhängigkeit von der Polarisationspeilgenauigkeit für Peilzwecke, ist sie auch für Übertragungszwecke auf festen Strecken aus folgendem Grunde besonders geeignet: Wird z. B. sowohl auf der Sender- als auch auf der Empfängerseite eine rechtsdrehende Wendelantenne verwendet, so wird der Einfluß von Boden- oder anderen Reflexionen wesentlich dadurch gemildert, daß bei der Reflexion der Welle eine Änderung des Drehsinns des elektrischen Vektors auftritt und die mit entgegengesetztem Drehsinn zirkular polarisierte Strahlung von der Empfangsantenne nicht mehr aufgenommen wird.

Wendelantennen sind, soweit bisher bekannt, die einzige Antennenart, mit der auf einfache Weise Strahlung zirkularer Polarisation über breite Frequenzbänder erhalten werden kann. Es ist jedoch auch möglich, Wendelantennengruppen als Richtantennen für lineare Polarisation beliebiger Richtung der Polarisationssebene zu verwenden. Hierzu sind sie wegen ihres einfachen Aufbaues vorzüglich geeignet. Wird z. B. eine Gruppe von zwei nebeneinander in geeignetem Abstand angeordneten Wendeln nicht aus zwei Wendeln gleichen, sondern entgegengesetzten Drehsinns aufgebaut, so ist die Strahlung in der Symmetrieebene der beiden Wendeln hier also vertikal polarisiert. Voraussetzung ist allerdings, daß die (gleich großen) elektrischen Vektoren beider Wendeln in Phase sind. Dann sind sie in der Vertikalebene gleichgerichtet und unterstützen sich, während sie in der Horizontalebene entgegengesetzt gerichtet sind und sich daher auslöschen. Wenn die beiden rotierenden Vektoren eine Phasenverschiebung von 180° haben, löschen sie sich in der Vertikalebene aus und unterstützen sich in der Horizontalebene, die Strahlung ist dann horizontal polarisiert. Eine Phasenverschiebung von 90 bzw. 270° ergibt eine Strah-

lung, deren Polarisationssebene schräg nach rechts oder links um 45° gegen die Horizontale geneigt ist.

Die Phasenverschiebung muß von der Frequenz unabhängig sein und kann auf einfachste Weise durch entsprechende Orientierung der Startpunkte (Punkt a in Abb. 1) auf der Wendel erreicht werden. Liegen die Startpunkte in dem angeführten Beispiel beide oben oder unten, so ist die Strahlung vertikal polarisiert. Liegt einer der Startpunkte oben und der andere unten, so ist die Strahlung horizontal polarisiert. Zur Erzeugung schräger Polarisation muß ein Startpunkt oben oder unten, der andere rechts oder links seitlich liegen. Um eine beliebige Polarisationssebene zu erreichen, braucht also nur eine der beiden Wendeln um ihre Längsachse entsprechend verdreht zu werden. Das gilt sinngemäß auch für Wendelantennengruppen, die aus mehr als zwei Wendelantennen neben- oder übereinander aufgebaut sind. Jedoch muß die Zahl der Wendeln geradzahlig sein.

Da die Strahlung einer Wendel nur in der Achsrichtung streng linear, bei wachsenden Abweichungen von dieser Richtung aber mehr elliptisch polarisiert ist, liegt bei Antennengruppen aus Wendeln mit entgegengesetztem Drehsinn die Polarisationssebene in der Ebene, auf die man die Antenne einstellen will, streng nur in Achsrichtung. Daneben existieren unter einem bestimmten Winkel gegen die Horizontale bzw. gegen die Vertikale Gebiete, in denen die Polarisationssebene der Strahlung um 90° gegen die Polarisationssebene in Achsrichtung verdreht ist. Die Amplitude dieser Strahlung ist jedoch wegen der Richtwirkung einer Wendel und noch mehr wegen des Gruppendifferenzgramms der Anordnung relativ gering.

Schrifttum

- [1] Sensiper, S.: Wave Propagation on Helical Structures (Review and Survey of Recent Progress). Proc. I.R.E. Bd. 43 (1955) S. 149—161
- [2] Wheeler, H. A.: A Helical Antenna for Circular Polarization. Proc. I.R.E. Bd. 35 (1947) S. 1484—1488
- [3] Kandrian, A. G., u. Sichak, W.: Wide-Frequency-Range Tuned Helical Antennas and Circuits. Electr. Commun. Bd. 32 (1953) S. 244—294
- [4] John, D., u. Kraus, J. D.: The Helical Antennas. Proc. I.R.E. Bd. 37 (1949) S. 263—272
- [5] Kraus, J. D., u. Williamson, J. C.: Characteristics of Helical Antennas Radiating in the Axial Mode. J. appl. Phys. Bd. 19 (1948) S. 87—96
- [6] Kraus, J. D.: Helical Beam Antenna. Electronics Bd. 20 (1947) S. 104—111
- [7] Kraus, J. D.: Sidefire Helix UHF — TV Transmitting Antennas. Electronics Bd. 24 (1951) Nr. 8, S. 107—109
- [8] Marsch, J. A.: Current Distributions on Helical Antennas. Proc. I.R.E. Bd. 39 (1951) S. 668—675
- [9] Kraus, J. D.: Helical Beam Antennas for Wide-Band Applications. Proc. I.R.E. Bd. 38 (1948) S. 1236—1242
- [10] Glasser, O. G., u. Kraus, J. D.: Measured Impedances of Helical Beam Antennas. J. appl. Phys. Bd. 19 (1948) S. 193—197

Farbfernsehen im Blickpunkt der Filmtechnik

Neben den Sequentialverfahren, bei denen drei Farbkomponenten in zeitlicher Folge nacheinander übermittelt werden, haben die Simultanverfahren, bei denen die drei einzelnen Farbinformationen gleichzeitig auf drei verschiedene Bildröhren bzw. Bildröhrensysteme übertragen werden, immer größere Bedeutung erlangt.

Bei den Sequentialverfahren hat man zwischen Bildfolge-, Rasterfolge-, Zeilenfolge- und Bildpunktfolgesystemen zu unterscheiden, je nachdem, ob der Farbwechsel nach Ablauf eines Bildes, eines Rasters, einer Zeile oder bei jedem Bildpunkt stattfindet. Der Farbwechsel kann auf mechanischem Wege — beispielsweise mit synchron rotierenden Farbfilterscheiben (CBS) — oder elektronisch vorgenommen werden.

Bei den Simultanverfahren wird senderseitig das Bild in drei Grundfarben oder drei andere linear unabhängige Farbkomponenten — z. B. Helligkeit, Sättigung, Farbton — zerlegt; die drei Teilinformationen werden gleichzeitig getrennt übertragen, und empfangsseitig wird hieraus das farbige Bild mit Hilfe dreier Bildröhren, die über halbdurchlässige Spiegel gemeinsam betrachtet werden oder die die drei Teilbilder auf einen gemeinsamen Schirm übereinander projizieren, bzw. in Spezialröhren wieder zusammengesetzt. Hierbei wird — wie im Farbfernsehen überhaupt fast ausschließlich — das additive Farbmischverfahren angewandt.

Eine Spezialröhre für solche Kombination farbiger Teilbilder ist die — auf Flechsig, Berlin (1938) zurückgehende — Maskenröhre der RCA. In drei Katoden oder mit Hilfe eines besonderen elektronenoptischen Systems werden drei Elektronenstrahlen erzeugt und gemeinsam abgelenkt. Der Schirm besteht aus rund 10^{10} Leuchtstoffpunkten in den drei Grund-

farben. Dicht vor dem Schirm befindet sich eine Siebmaske mit der gleichen Anzahl Löcher. Durch die Löcher der Siebmaske können die Elektronenstrahlen gerade auf die Leuchtunkte fallen, und zwar jeweils ein Strahl auf einen rot fluoreszierenden, der zweite auf einen grün, der dritte auf einen blau fluoreszierenden Punkt. Durch getrennte Helligkeitssteuerung der drei Strahlen kann ein farbiges Punktrasterbild entworfen werden.

Die Entwicklung in den Vereinigten Staaten wurde bestimmt durch die von der NTSC aufgestellten zwei Forderungen, daß die für Schwarzweißfernsehen vorgesehene Bandbreite von 6 MHz eingehalten wird und daß das Farbprogramm auch mit normalen Schwarzweißempfängern schwarzweiß empfangen werden kann. Die Bedingungen wurden durch die sogenannte NTSC-Verfahren erfüllt, das unter Ausnutzung des verminderten Auflösungsvermögens des Auges für Farben ein mit verminderter Farbinformation gewissermaßen koloriertes Schwarzweißbild überträgt und außerdem die Farbinformation in die informationsarmen Bereiche des Bandes legt (Mischhöhenverfahren). Zur Wiedergabe wird die oben beschriebene Siebmaskenröhre verwendet. (Dieses Verfahren wurde z. B. auch in einer USA-Sonderschau auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1955 vorgeführt.)

In Großbritannien soll ein ähnliches Verfahren angewandt werden, das jedoch die Farbinformation außerhalb des normalen Bandes überträgt. Auf dem europäischen Festland ist noch keine einheitliche Linie zu erkennen. (Nach einem Vortrag von J. Schunack auf der Jahrestagung der Deutschen Kinotechnischen Gesellschaft am 15. 4. 1955 in Berlin.) Scho

Die dekadische Zählröhre EIT wurde bisher in größerem Umfang nur in Zählaltungen verwendet. Eine weitere Anwendungsmöglichkeit wäre ihr Einsatz in elektronischen Rechenmaschinen. Die Verwendung der EIT in Rechenanlagen mittlerer Größe verspricht in manchen Fällen große Vereinfachung in der elektrischen Schaltung bei erheblicher Ersparnis an Bauteilen. Außerdem kann nach Bedarf in jedem Moment während des Rechenganges die Arbeitsweise der Anlage ohne zusätzliche Mittel kontrolliert werden, da die Ablesung der Teilergebnisse unmittelbar möglich ist. So wurde auf der Industrie-Messe in Hannover 1954 von der Fa. Valvo-GmbH., Hamburg, ein Multiplikatorgerät vorgeführt mit dem Ziel, die Anwendung der dekadischen Zählröhre EIT für Rechenmaschinen zu demonstrieren. Für die Anwendung der EIT in elektronischen Rechenanlagen ist mit dem Ausbau eines geeigneten Arbeitsprinzips und der Ausarbeitung geeigneter elektrischer Schaltungen begonnen worden. Bei der Entwicklung müssen die Eigenschaften der Röhre berücksichtigt werden. Als vorläufiges Ziel wurde eine Schaltung für die Multiplikation zweier mehrstelliger Zahlen in Angriff genommen.

1. Das Arbeitsprinzip des Gerätes

Als Vorbild für das Arbeitsprinzip des Gerätes diente die gewöhnliche Multiplikation. Zur Veranschaulichung der Arbeitsmethode sollen als Beispiel zwei Zahlen, 45 und 78, schrittweise multipliziert werden:

45×78	
5×8	40
4×8	32
<hr/>	
5×7	35
4×7	28
<hr/>	
	0
	11
	14
	2
<hr/>	
	3510

Man multipliziert im allgemeinen zuerst mit der letzten Ziffer des Multiplikators den Multiplikand und führt zu gleicher Zeit die Addition der Teilergebnisse im Resultat durch. In unserer Darstellung sind die Grundmultiplikationen in zwei Gruppen untereinander angeführt. Die Teilergebnisse der Grundmultiplikation sind mit entsprechender Stellenversetzung ohne die übliche Addition angegeben, um das Prinzip des Rechenganges ganz deutlich zu zeigen. Der Multiplikand ist zuerst mit der Zahl 8 zu multiplizieren, dann mit der Zahl 7. Jede Grundmultiplikation ist bei der Resultatbildung entsprechend ihrer Multiplikand-Dekade zu versetzen. Beim Wechsel der Multiplikator-Dekade wird das Teilergebnis ebenfalls um eine Dekade weiter versetzt. Bei der Resultatbildung werden die Ergebnisse der Grundmultiplikation innerhalb der jeweiligen Resultatdekade addiert und die gebildeten Zehner-Zahlen in der nächsthöheren Dekade zugezählt.

Nach dieser zergliederten Multiplikation wurde ein elektrisches Analogon ausgearbeitet. Jede Ziffer ist durch eine äquivalente Anzahl Impulse in einer Gruppe dargestellt. So ist z. B. die Ziffer 8 durch 8 Impulse vertreten. Die Grundmultiplikation $5 \times 8 = 40$ verläuft im elektrischen Analogon als Auslösung von acht Gruppen zu je 5 Impulsen. Das Resultat wird durch das Abzählen der ankommenden Impulse gebildet. Die zeitliche Folge der Multiplikation ist in der Abb. 1a dargestellt. Der zeitliche Abstand der acht „Multiplikator-Impulse“ ist so bemessen, daß die ausgelösten Gruppen zu 5 Impulsen zwischen zwei Multiplikator-Impulse kommen.

Da die höchste Zahl je Dekade 9 sein kann, darf der Impulsabstand in den Impulsgruppen nicht größer als $\frac{1}{10}$ des Abstandes T_m der Multiplikatorimpulse sein.

$$T_{IG} = 0,1 T_m$$

Bei mehrstelligem Multiplikand läuft die Multiplikation in allen

seinen Dekaden zu gleicher Zeit (Abb. 1b). Die Multiplikation wird ohne Störung verlaufen, wenn die Impulsgruppen in den einzelnen Dekaden nicht zu gleicher Zeit im Resultatwerk zur Addition kommen (so nennt man den Teil der elektrischen Schaltung, in dem das Resultat gebildet wird). Das kann durch zeitliche Verzögerung der einzelnen Impulsgruppen in den verschiedenen Dekaden erreicht werden (Abb. 1b). Die Größe der Verzögerungszeit zwischen den einzelnen Dekaden richtet sich nach der Gesamtzahl der Dekaden im

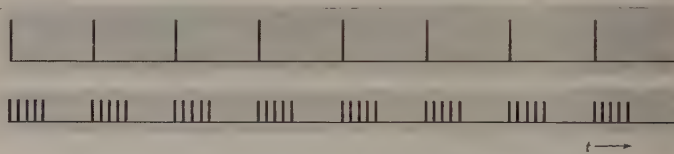


Abb. 1a. Zeitliche Folge der elektronischen Multiplikation 5×8 . Oben Multiplikatorimpulse, unten ausgelöste Impulsgruppen

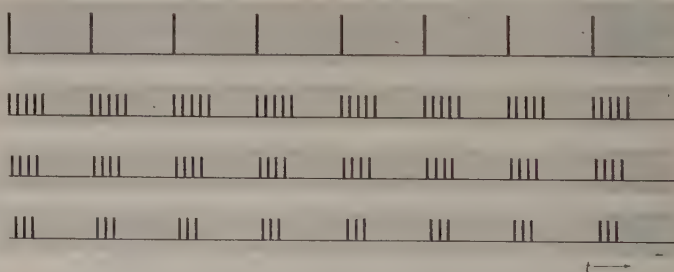


Abb. 1b. Zeitliche Folge der elektronischen Multiplikation 543×8 . Von oben nach unten: Multiplikatorimpulse, ausgelöste Impulsgruppen der 1., der 2. und der 3. Multiplikanddekade

Multiplikand. Bei n Dekaden und einem Impulsabstand T_{IG} zweier Impulse aus der Impulsgruppe ist die notwendige Verzögerungszeit

$$t_v = \frac{T_{IG}}{n + 1}$$

Bei der Resultatbildung werden die einzelnen Impulsgruppen aus verschiedenen Dekaden mit entsprechender Dekadenversetzung (analog unserem Beispiel) in das Resultatwerk eingegeben. Im Resultatwerk werden während der Multiplikation in allen Dekaden die einlaufenden Impulse addiert und die gebildeten Zehnerimpulse der nächsthöheren Dekade übergeben. Demnach muß das Resultatwerk in jeder Dekade (außer der ersten) neben direkten Zählimpulsen noch Zehnerimpulse der vorhergehenden Dekade aufnehmen können.

Die Stellenversetzung bei dem Übergang von einer Multiplikatordekade zur anderen wird durch Betätigen eines Schalters bewirkt.

Zählröhre E 1 T

DK 621.385:681.14

In der Abb. 2 ist die elektronische Multiplikation der Zahlen 45×78 als Funktion der Zeit dargestellt. Im Multiplikand ist die Zahl 45 vor Beginn der Multiplikation eingegeben. Bei der Eingabe der Zahl 8 im Multiplikator entstehen 8 Multiplikatorimpulse (Abb. 2a). Jeder Multiplikatorimpuls löst eine Gruppe von 5 bzw. 4 Impulsen entsprechend dem vorgewählten Multiplikand aus (Abb. 2b...2e). Unter der Einwirkung der ausgelösten Impulsgruppen springt der Leuchtstrich der E 1 T in der Einer-Dekade des Resultatwerkes entsprechend Abb. 2c, der Leuchtstrich in der Zehner-Dekade entsprechend Abb. 2e. Sobald eine Zählröhre einen zehnten Impuls erhalten hat, springt der Leuchtstrich auf Null, und die nächsthöhere Dekade im Resultatwerk erhält einen Zehner-Impuls. In der Abb. 2 ist der Zehner-Impuls-Übertragungsvorgang durch einen gestrichelten Pfeil dargestellt.

Nach der erfolgten Multiplikation mit der Zahl 8 wird durch entsprechende Umschaltung die Zuführung der Impulsgruppen um eine Dekadenstelle versetzt. So bekommt bei der anschließenden Teilmultiplikation mit der Ziffer 7 (Abb. 2g) die Einer-Dekade im Resultatwerk keine Impulse, sondern es zählen jetzt entsprechend der Versetzung die Zehner- und Hunderter-Dekade (Abb. 2h und 2j). Abb. 2i und 2k stellen die Lagen der Leuchtstriche auf den E 1 T in der Zehner- bzw. der Hunderter-Dekade während der Teilmultiplikation dar, die Abb. 2m gibt die Anzeige des Leuchtstriches in der Tausender-Dekade des Resultatwerkes an. Das Ergebnis der Multiplikation ist durch eingekreiste Zahlen in Abb. 2c, 2i, 2k, 2m besonders gekennzeichnet. Man kann deutlich die Wirkung der Verschachtelung der Impulse bei der Weitergabe der Zehner-Impulse erkennen. Der abgegebene Zehner-Impuls setzt sich zwischen zwei Impulse in der höheren Dekade. (Sonst würde durch das Übereinanderkommen zweier Impulse die Zählröhre den Zehner-Impuls nicht richtig zählen.)

2. Mechanischer Aufbau des Gerätes

In der Abb. 11 ist die Außenansicht des Multiplikatorgerätes und in der Abb. 12 der Innenaufbau gezeigt. Die dekadischen Zählröhren sind entsprechend ihrer Funktion in drei Gruppen angeordnet.

Zur Vorgabe der Ziffern dienen Wählscheiben, die jeweils beim Betätigen der entsprechenden Drucktasten an die zugehörigen E 1 T-Dekaden geschaltet werden. Zur Löschung der eingegebenen Zahlen bzw. des Rechenergebnisses dienen die drei Druckknöpfe. Die Bedienungselemente sind in Gruppen übersichtlich zueinander angeordnet. Das Netzgerät ist fest mit dem pultförmigen Chassis verbunden. Das Resultatwerk mit der Neuner-Impulsschaltung sowie die drei Multiplikandstufen (Abb. 13) mit der Impulsschleusen-Schaltung sind auswechselbar ausgeführt.



Resultatwerk mit Neuner-Impulswerk

3. Die Wählscheibe als Impulsgeber im Multiplikator

Beim Aufbau des Gerätes wurde als Impulsgeber für die Eingabe von Zahlen die normale Telefon-Wählscheibe verwendet. Grundsätzlich wäre es möglich, die Eingabe von Zahlen mit Tastaturen vorzunehmen, wie sie bei den Buchungsmaschinen im Gebrauch sind. Da es sich bei diesem Gerät aber um ein Demonstrationsmodell handelt, ist die Art der Zifferneingabe ohne Bedeutung, und die Benutzung der Wählscheibe bringt eine erhebliche Ersparnis an elektrischen Schaltmitteln. Die Wählscheiben sind so justiert, daß die Zeit zwischen zwei Kontaktöffnungen 0,1 s beträgt. In Verbindung mit der Schaltung nach Abb. 3 bekommt man bei Wahl einer Ziffer Impulse, mit denen direkt die Zählröhren gesteuert werden können. Mit anderen Worten, die Wählscheibe ersetzt einen Impulsgeber und einen Impulsformer.

Die Wirkungsweise der hier angewandten Impulsgeberschaltung (Abb. 3) beruht auf der Umladung des Kondensators beim Schließen der Kontakte der Wählscheibe. Über den Ladewiderstand von 1 MOhm und 1 kOhm wird die Kapazität von 10 nF bei offenem Wählscheibenkontakt auf etwa -20 V (bezogen auf das 155-V-Potential) aufgeladen. Sobald die Kontakte sich berühren, ist der bis jetzt negativ aufgeladene Kondensatorbelag plötzlich an ein 155-V-Potential gelegt. Somit entsteht an dem in Serie mit der Kapazität liegenden Widerstand von 1 kOhm ein positiver Impuls mit etwa 20 V Spitze. Die Zeitkonstante des Entladekreises ist so gewählt, daß der am Widerstand entstehende Impuls eine für die Steuerung der E 1 T günstige Form bekommt.

Die evtl. nach dem Schließen der Kontakte einsetzenden Kontaktprellungen bleiben ohne Wirkung, da wegen der großen Ladezeitkonstante $1 \text{ MOhm} \cdot 10 \text{ nF} = 10 \text{ ms}$ keine nennenswerte Wiederaufladung des Kondensators zwischen zwei Prellstößen stattfindet. Zweckmäßigerweise wurde im Gerät die Impulsgeberschaltung auf das Potential der ersten Ablenkplatte D der E 1 T (155 V) gelegt. Dadurch wurde eine Anzahl Kopplungselemente überflüssig.

Während des Betriebes wurde beobachtet, daß Staub an den Kontakten zu Störungen in der Impulsabgabe führte. Durch staubdichtes Abschließen der Kontakte bei beiden Wählscheiben wurde der Fehler behoben.

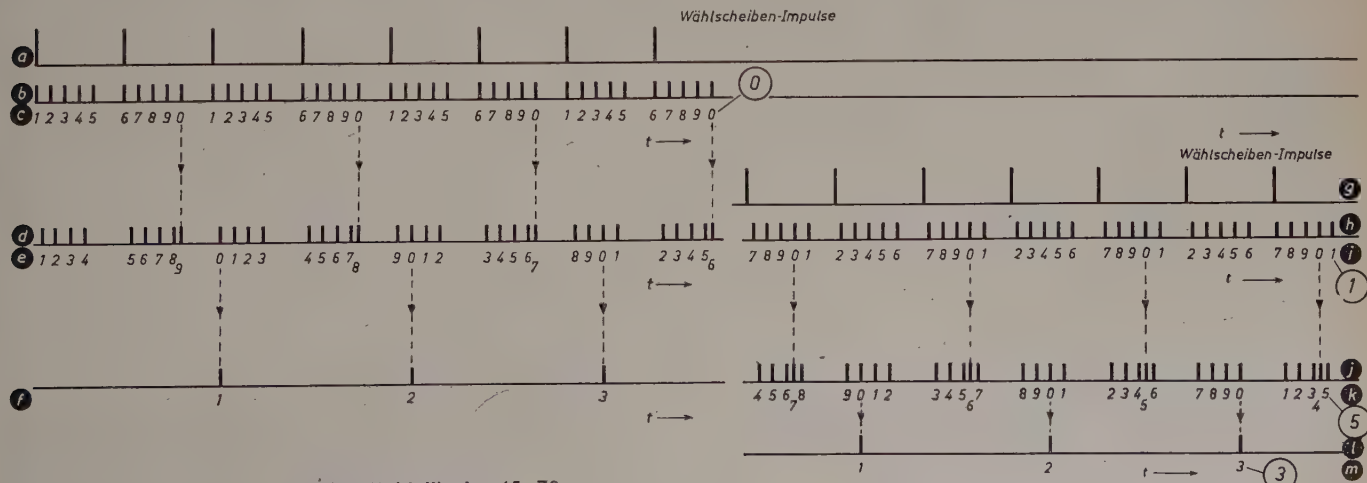


Abb. 2. Zeitliche Folge der elektronischen Multiplikation 45×78

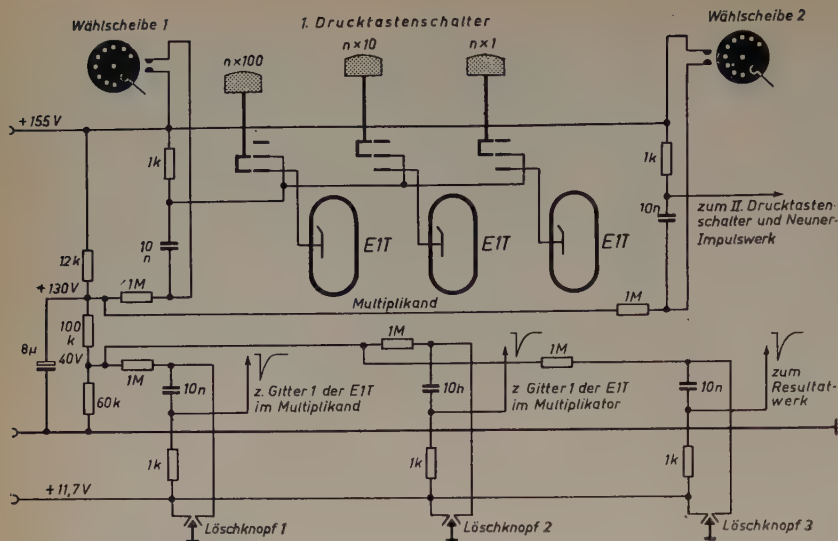


Abb. 3. Erzeugung der Wälscheibenimpulse

Für die Erzeugung von Löschimpulsen negativer Polarität mit etwa 40 V Amplitude (Abb. 3), die das Zurückstellen der E1T-Gruppen nach beendeter Multiplikation bewirken, wurde die gleiche Art der Impulsformer-Schaltung verwandt, so daß sich eine besondere Beschreibung der Wirkungsweise erübrigt.

4. Eingabe der Multiplikand-Zahlen

Um eine Multiplikation auszuführen, wird zuerst der Multiplikand dem Gerät vorgegeben. Zu diesem Zweck werden nacheinander die einzelnen Ziffern durch die Betätigung der entsprechenden Drucktaste und Wahl der Ziffer mit der Wälscheibe im Multiplikand festgelegt.

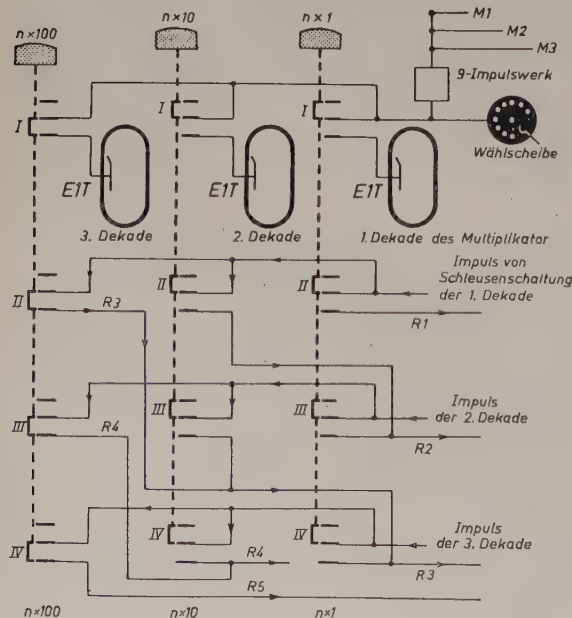
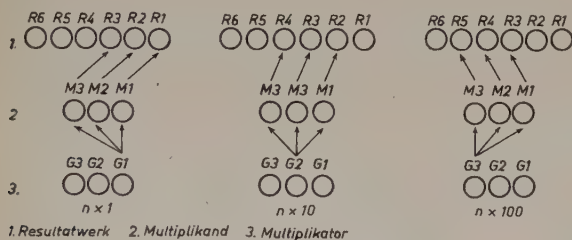


Abb. 4. Drucktastenschaltung für die Multiplikatordekaden

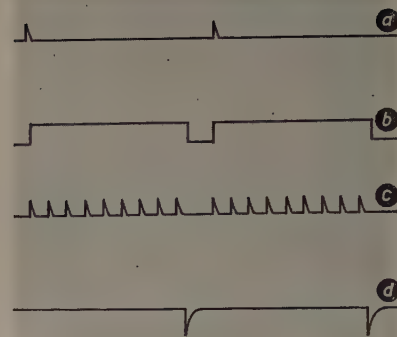
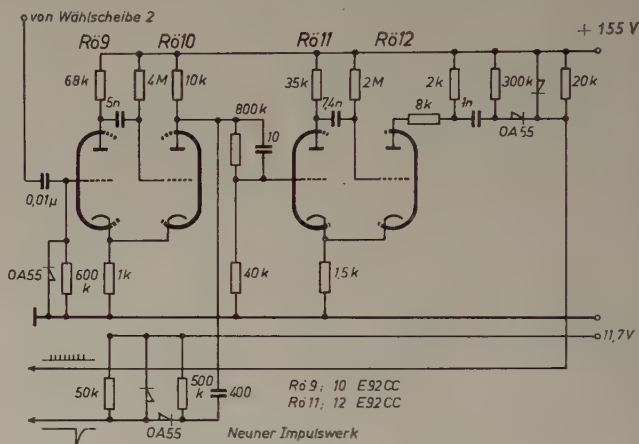


Abb. 5. Schaltung (unten) und Impulsschema (oben) des Neuner-Impulswerkes



Durch die Multiplikandvorbwahl wird die Arbeitsweise der „Impuls-schleusen“ festgelegt. Das Schaltbild der Multiplikandstufe als Bestandteil der Impuls-schleusenstufe ist in der Abb. 6 wiedergegeben. Die eingeebene Zahl kann durch Betätigung des Druckknopfes *LK 1* gelöscht werden (Abb. 3 u. 6). Im Moment des Niederdrückens des Druckknopfes entsteht ein negativer Impuls von etwa 40 V Amplitude am gemeinsamen Gitterableitwiderstand der drei Zählröhren; dadurch springt der Leuchtstrich auf Null zurück.

5. Der Multiplikatorteil

Der Multiplikatorteil und die Neuner-Impulsschaltung sind mit dem Resultatwerk auf einem gemeinsamen Trägerchassis zusammengebaut. Zum Multiplikatorteil gehören zur Eingabe und Anzeige der Multiplikatorzahl die zweite Wälscheibe, der zweite Drucktastenschalter und drei Zählröhren E1T.

Bei Betätigen einer Drucktaste wird die Wälscheibe an die jeweilige Dekadenstufe des Multiplikators angeschaltet (Abb. 4) und die Dekadenversetzung für das Resultatwerk vorgegeben. Bei Wahl einer Multiplikatorziffer wird eine entsprechende Zahl von Impulsen ausgelöst.

Unter der Einwirkung der ausgelösten Wälscheibenimpulse springt dann der Leuchtstrich der angeschalteten Zählröhre im Multiplikator auf die gewählte Ziffer. Zu gleicher Zeit werden die Wälscheibenimpulse dem Neuner-Impulswerk zugeführt.

6. Das Neuner-Impulswerk

Bei der Aufstellung des elektrischen Analogons für den elementaren Multiplikationsvorgang wurde verlangt, daß von jedem Multiplikatorimpuls eine Impulsgruppe ausgelöst wird (Abb. 1a) und die Zahl der Impulse in der Impulsgruppe der vorgegebenen Multiplikandziffer entspricht. Bei mehreren Dekaden mit verschiedenen vorgegebenen Multiplikandziffern würde das normalerweise eine mehrfache Impuls-auslösung mit unterschiedlicher Impulszahl in den Gruppen bedeuten

und zu einer umfangreichen elektrischen Schaltung führen. Die Aufgabe kann bedeutend einfacher gelöst werden, wenn man die Bildung der Impulsgruppen mit der vorgegebenen Impulszahl in zwei Schritten vornimmt.

Zuerst löst jeder Multiplikator-Wählscheibenimpuls neun Impulse aus, unabhängig von der eingestellten Zahl im Multiplikanden. Die zeitliche Folge dieser Impulse ist so gewählt, daß der letzte Impuls aus der Gruppe in einem geringen zeitlichen Abstand vor dem nächsten Wählscheibenimpuls kommt. Die ausgelöste Gruppe von neun Impulsen (Abb. 5c) wird gleichzeitig allen drei Impulsschleusen-Schaltungen zugeführt, die unter der Kontrolle der jeweiligen Multiplikandzahl stehen. Jede der drei Impulsschleusen läßt aus der Neuner-Impulsgruppe nur die voreingestellte Impulszahl durch, die übrigen werden unterdrückt.

Das angewandte Arbeitsprinzip der Impulsgruppenbildung zeichnet sich durch sehr große Stabilität und Zuverlässigkeit aus. Wegen des gemeinsamen Impulserzeugers behalten die einzelnen Impulsreihen auf dem ganzen Wege bis ins Resultatwerk in den verschiedenen Dekaden gegeneinander die vorgegebene zeitliche Folge.

Das Neuner-Impulswerk besteht aus zwei Flip-Flop-Stufen. Die erste Flip-Flop-Stufe wird mit den Wählscheibenimpulsen gesteuert. Bei der Auslösung durch einen Wählscheibenimpuls (Abb. 5a) kippt der erste Flip-Flop um. Die Breite des Anodenimpulses ist $\frac{9}{10}$ der Impulsfolgezeit der Wählscheibenimpulse (Abb. 5b). Die Folgezeit der

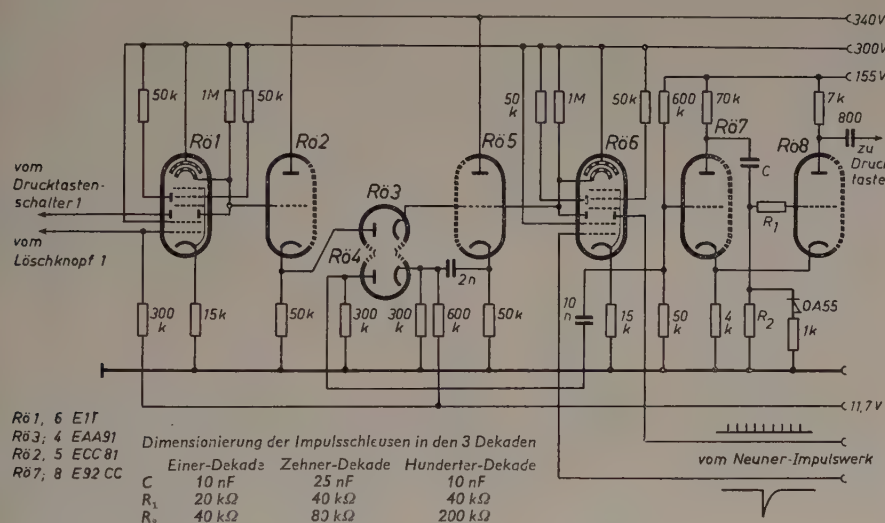


Abb. 6. Multiplikandstufe mit Impulsschleusen-Schaltung

Wählscheibenimpulse ist 10^{-1} s. Somit ist die Breite des Flip-Flop-Impulses $9 \cdot 10^{-2}$ s. Beim Flip-Flop-Kippvorgang entsteht am Anodenwiderstand von Rø 10 ein positiver Impuls (Abb. 5). Der Potentialsprung wird galvanisch über einen Spannungsteiler dem Steuergitter der zweiten Flip-Flop-Stufe zugeführt. Dieser Spannungsteiler ist so bemessen, daß das Steuergitter von Rø 11 gerade so weit ins Positive verschoben wird, daß die Flip-Flop-Schaltung anfängt periodisch zu kippen.

Durch geeignete Dimensionierung der Zeitkonstante im Rückkopplungsweg zwischen der Anode von Rø 11 und dem Steuergitter von Rø 12 wird erreicht, daß der zweite Flip-Flop während der Dauer des Tastimpulses von der ersten Flip-Flop-Stufe neunmal kippt. Am Anodenwiderstand von Rø 12 entstehen somit neun positive Impulse, die man durch Differenzierung und Abschneiden der negativen Differenzierungskomponente in die geeignete Form für die Steuerung der E 1 T bringt (Abb. 5c). Nach jedem Wählscheibenimpuls müssen die Schleusenröhren (E 1 T) gelöscht werden, da der Katodenstrahl bei der letzten gezählten Ziffer stehenbleibt. Zu diesem Zweck wird der Tastimpuls der ersten Flip-Flop-Stufe differenziert und der entstehende positive Differenzierimpuls abgeschnitten, so daß nur der negative Impuls zum ersten Gitter aller Schleusen gelangt (Abb. 5d). Zeitlich liegt der Löschimpuls zwischen dem 9. Impuls und dem ersten der nächsten Impulsgruppe. Nach dem Löschen kann ein neuer Abzählvorgang an allen Schleusen beginnen.

7. Die Impulsschleusen-Schaltung

Die ausgelösten Gruppen von neun Impulsen im Neuner-Impulswerk werden allen drei Impulsschleusen-Schaltungen zugeführt. Die Impulsschleusen haben die Aufgabe, von den zugeführten neun Impulsen nur die Anzahl durchzulassen, die an der jeweiligen Multiplikand-Zählröhre voreingestellt ist. Bevor die Arbeitsweise der Impulsschleusen-Schaltung behandelt wird, soll daran erinnert werden, daß die dekadische Zählröhre E 1 T in ihrem Aufbau einer Elektronenstrahlröhre gleicht, die zehn stabile Lagen für die Auslenkung des Katodenstrahles hat. Der Katodenstrahl springt unter der Einwirkung von Impulsen bestimmter Spannung und Form aus einer stabilen Lage in die folgende. Die Katodenstrahlauslenkung ist mit einer Potentialerniedrigung der mit der zweiten Anode a_2 zusammengeschlossenen Ablenkplatte D' der E 1 T verbunden. So beträgt das Elektrodenpotential a_2-D' bei der Anzeige der Zahl

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
240	226	210	195	180	165	152	140	126	114 V

(Im Mittel etwa 15 V von Ziffer zu Ziffer.)

Diese Zuordnung von Anodenspannung und Ziffernanzeige bei der Zählröhre E 1 T wurde zur Bildung einer vorbestimmbaren Impulsschleusen-Schaltung ausgenutzt, die in der Abb. 6 dargestellt ist. Die Multiplikand-Zählröhre Rø 1 ist das bestimmende Organ für die

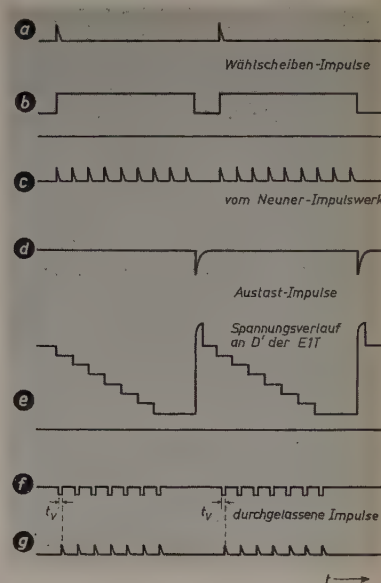


Abb. 7 (rechts). Impulsschema zur Schleuenshaltung

Impulsschleuse. So sind auch die einzelnen Multiplikand-Dekaden organisch mit den zugehörigen Impulsschleusen-Schaltungen in einem Baustein vereinigt (Abb. 13).

Nach der beendeten Vorwahl der Multiplikandziffer habe die Multiplikand-Zählröhre Rø 1 z. B. die Ziffer 7. Dann ist das Potential der zweiten Ablenkplatte 140 V. Dieses Potential wird der galvanisch angekoppelten Katodenstufe Rø 2 vorgegeben. Bei entsprechender Dimensionierung des Katodenwiderstandes entspricht das Potential an der Katode der Triode dem Potential der zweiten Ablenkplatte a_2-D' der E 1 T. Zwischen der Katode von Rø 2 und der Anode der Schleusenröhre Rø 6 befindet sich eine Diode Rø 3. Durch die Zwischenschaltung dieser Diode wird erreicht, daß das Potential der zweiten Ablenkplatte von Rø 6 nicht negativer sein kann als das Potential der zweiten Ablenkplatte der Multiplikandröhre Rø 1. Das bedeutet, daß in unserem Beispiel die zweite E 1 T unter der Einwirkung von neun Impulsen aus dem Neuner-Impulswerk (Abb. 7c) nur von 0 bis 7 springen kann. Jeder weitere Sprung wird durch die einsetzende Leitfähigkeit der Diodenstrecke Rø 3 (wegen der niederohmigen Katodenstufe) verhindert.

Die Potentialsprünge an der zweiten Ablenkplatte a_2-D' der Schleusenröhre Rø 6 (Abb. 7e) werden über eine weitere galvanisch angekoppelte Katodenstufe Rø 5 und ein RC-Glied in eine entsprechende Anzahl negativer Impulse umgewandelt. Diese Impulse werden einer Flip-Flop-Stufe Rø 7 und Rø 8 über eine Diodenstrecke

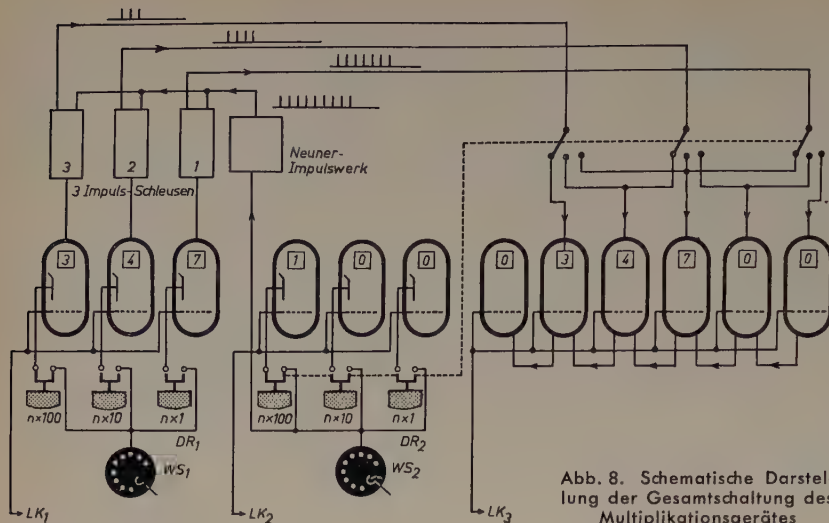


Abb. 8. Schematische Darstellung der Gesamtschaltung des Multiplikationsgerätes

Die Impulse aus den drei Schleusenschaltungen im Multiplikand werden über den zweiten Drucktastenschalter zu den entsprechenden Dekaden im Resultatwerk geführt. Analog der Rechenmethode wird beim Umschalten der Wählscheibe von einer Dekade des Multiplikators auf die andere mit der gleichen Drucktaste die Zuführung der Teilergebnisse der Parallelmultiplikation zu den entsprechenden Zähldekaden im Resultatwerk bewirkt. So werden beim Betätigen der Multiplikator-Drucktaste „ $\times 1$ “ (Abb. 4) neben dem Anschalten der Wählscheibe an die Einer-Zähldekade im Multiplikator die Ausgänge der Einer-Dekade der Impulsschleusen-Schaltung an die Einer-Dekade im Resultatwerk, die der Zehner-Dekade der Impulsschleusen-Schaltung an die Zehner-Dekade im Resultatwerk, die der Hunderter-Dekade der Impulsschleusen-Schaltung an die Hunderter-Dekade im Resultatwerk angeschlossen. Bei Betätigen der Drucktaste „ $\times 10$ “ wird die Einer-Dekade der Impulsschleusen-Schaltung an die Zehner-Dekade im

Resultatwerk angeschaltet, die weiteren Dekaden auf die Hunderter- bzw. Tausender-Dekade im Resultatwerk. Bei Betätigen der Drucktaste „ $\times 100$ “ wird die Einer-Dekade der Impulsschleusen-Schaltung an die Hunderter-Dekade im Resultatwerk angeschlossen, die zwei weiteren Dekaden an die Tausender- bzw. Zehntausender-Dekade.

Es wäre möglich, die beiden Drucktastenschalter durch besondere elektronische oder mechanische Schaltwerke zu ersetzen, um die Automatik der Arbeitsweise des Gerätes zu vergrößern. So könnte durch besondere Kommandos am Ende der Wahl einer Ziffer die Dekaden-Umschaltung automatisch weitergeschaltet werden. Da das gebaute Gerät aber lediglich zu Demonstrationszwecken dient, wurde in allen Richtungen auf Einfachheit der Schaltung und ein Minimum an Aufwand geachtet. In der Abb. 8 ist zu besserem Überblick die Gesamtschaltung des Multiplikationsgerätes schematisch dargestellt.

8. Das Resultatwerk

Im Resultatwerk werden die Impulsgruppen aus der Teilmultiplikation addiert und die in den einzelnen Dekaden erzeugten Zehner-Impulse der nächsthöheren Dekade zugeführt. Das Resultatwerk besteht aus einem 6stelligen Zählwerk. Jede Dekade besteht aus einer dekadischen Zählröhre E 1 T und einem angekoppelten monostabilen Flip-Flop für die Erzeugung der Rückstellimpulse. Abb. 9 zeigt das Schaltbild des Resultatwerkes (da die einzelnen Dekaden alle die

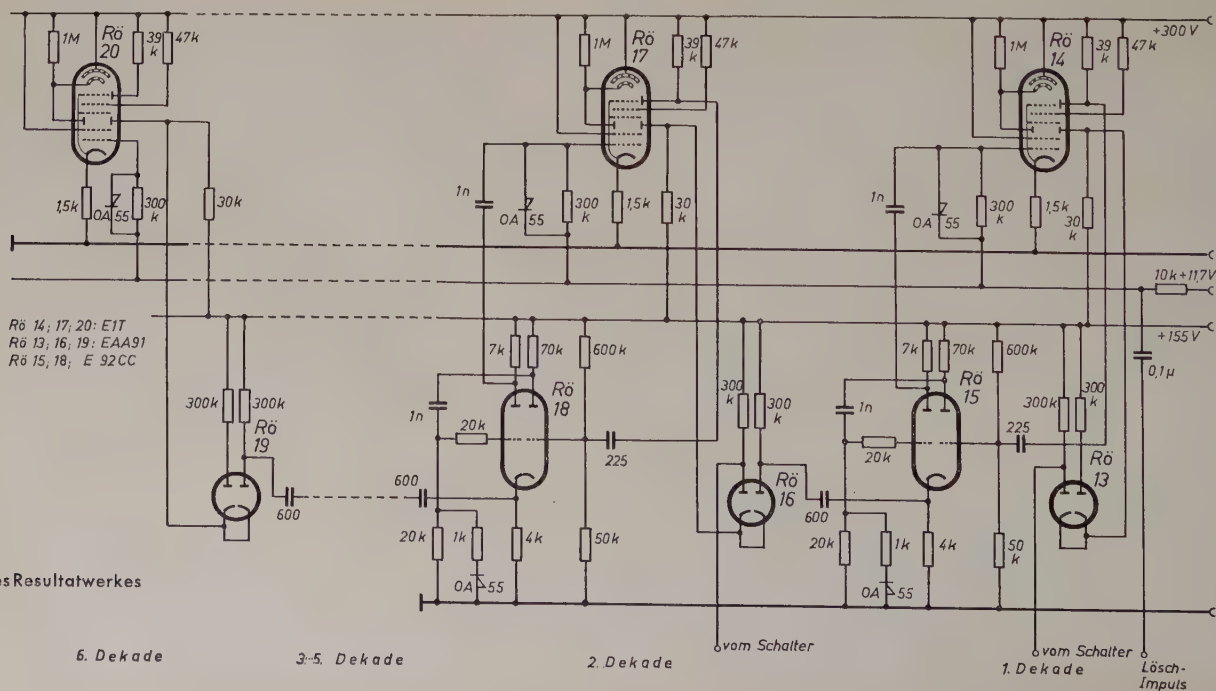


Abb. 9. Schaltung des Resultatwerkes

gleiche elektrische Schaltung haben, sind nur die erste, zweite und die letzte Dekade vollständig gezeichnet).

Bei der Multiplikation gelangen die Impulse, wie bereits beschrieben, über den zweiten Drucktastenschalter zu gleicher Zeit auf die drei durch den Drucktastenschalter gewählten Dekaden. Die erste Dekade erhält nur Impulse vom Multiplikand. Die weiteren Dekaden erhalten Zählimpulse vom Multiplikand und Zehner-Impulse von der vorhergehenden Dekade. Die Zehner-Impulse werden von dem monostabilen Flip-Flop an die nächsthöhere Dekade abgegeben, wenn der Katodenstrahl der E I T von 9 auf die Rückstellanode springt. Die beiden Impulseingänge der höheren Dekaden sind durch Doppel-dioden, z. B. R6 16, voneinander entkoppelt. Sobald ein Zählimpuls aus dem Multiplikand erscheint, wird die rechte Diodenstrecke leitend, und der Impuls gelangt an die Ablenkplatte der E I T. Zu gleicher Zeit ist das Potential der gemeinsamen Katode positiver als die Anode der zweiten Diodenstrecke. Dadurch gelangt der Impuls nicht in die Flip-Flop-Zuleitung. Entsprechend wirkt die Schaltung bei Zehner-Impulsen an der linken Diode.

Wenn unter der Einwirkung des zehnten Impulses der Katodenstrahl der E I T auf die Rückstellanode abgelenkt wird, entsteht ein negativer Impuls, der die monostabile Flip-Flop-Stufe, z. B. R6 15, auslöst. An der Anode der zweiten Triode der monostabilen Stufe entsteht ein negativer Impuls von etwa 20 μ s Breite. Mit diesem Impuls wird die E I T gesperrt. Während der Dauer des Sperrimpulses nimmt die zweite Ablenkplatte $D' - a_2$ das Speisespannungspotential an, danach sinkt die Spannung an der zweiten Ablenkplatte so weit, daß der Katodenstrahl die Nullstellung einnimmt. Zu gleicher Zeit entsteht am Katodenwiderstand der Flip-Flop-Stufe ein positiver Impuls mit etwa 20 V Vorderflanke, der über eine Differenzierstufe und einen Abschneder, bestehend aus dem Kopplungskondensator, der Diodenstrecke und dem Ableitwiderstand der Ablenkplatte, so umgeformt wird, daß die E I T einwandfrei gesteuert wird.

Die letzte Dekade im Resultatwerk ist ohne Flip-Flop-Stufe ausgeführt, da im Resultat in der höchsten Dekade keine Zehner-Impulse entstehen können. Beim Betätigen des Löschknopfes LK 3 entsteht am gemeinsamen Gittervorwiderstand (10 kOhm) in der +11,7-V-Leitung ein negativer Impuls von etwa 40 V Amplitude und etwa

Katodenstufen in der Schleusenschaltung der E I T abgegriffen. An einem weiteren Stabilisator 150 C 2 wird die Spannung für die Ablenkplatten und die Anodenspannung für alle Flip-Flop-Stufen im Gerät gewonnen.

Die Gitterspannung wird von einem Spannungsteiler parallel zu der unteren Stabilisatorstrecke abgenommen. Um die Einstellung der Vorspannung für die E I T zu erleichtern, wurde der untere Teil des Spannungsteilers als Drehregler ausgeführt.

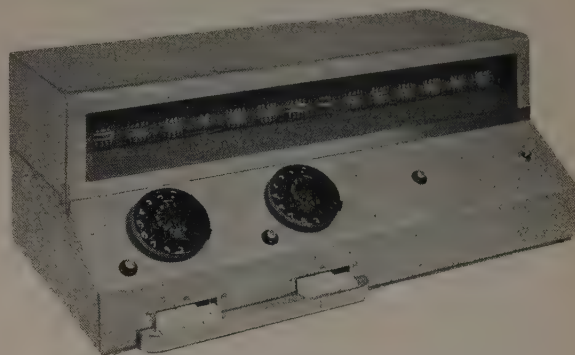


Abb. 11. Gesamtansicht des Multiplikationsgerätes

Die Siebmittel sind ausreichend dimensioniert, so daß während der Ausführung einer Multiplikation die entnommenen Spannungen um weniger als 1 V schwanken.

Das Gerät funktioniert noch ohne Fehler bei einer 10%igen Unterspannung im Wechselstromnetz.

10. Die Ausbaumöglichkeiten des angewandten Arbeitsprinzips

Zu Vergleichszwecken wurde eine größere Menge dreistelliger Zahlen ausmultipliziert. Die durchschnittliche Rechenzeit von der Eingabe der Ziffer bis zur Ablesung des Resultates war 15 s. Für dieselben Zahlen war die Rechenzeit ohne Hilfsmittel im Durchschnitt 32 s. Ein Vergleich mit mechanisch arbeitenden Rechenmaschinen wurde nicht vorgenommen. Es ist aber zu erwarten, daß der Vergleich zugunsten des schneller arbeitenden elektrischen Multiplikators ausfallen wird. Bei dem ausgeführten Gerät ist die Rechengeschwindigkeit nur durch die Ablaufgeschwindigkeit der Wählscheibe gegeben. Es ist ohne weiteres möglich, z. B. durch ein motorisch angetriebenes Impulsgebersystem, die Rechengeschwindigkeit zu verzehnfachen. Die Erweiterung der Dekadenzahl ist ohne weiteres möglich.

Man kann sehr leicht die Leistungsfähigkeit der elektrischen Schaltung abschätzen. Die Impulsfolgezeit der Multiplikatorimpulse sei T_m . Dann ist die Impulsbreite des Tastimpulses der ersten Flip-Flop-Schaltung im Neuner-Impulswerk

$$T = 0,9 T_m$$

Der Abstand der Impulse in der Neuner-Impulsgruppe ist

$$T_{16} = 0,1 T_m$$

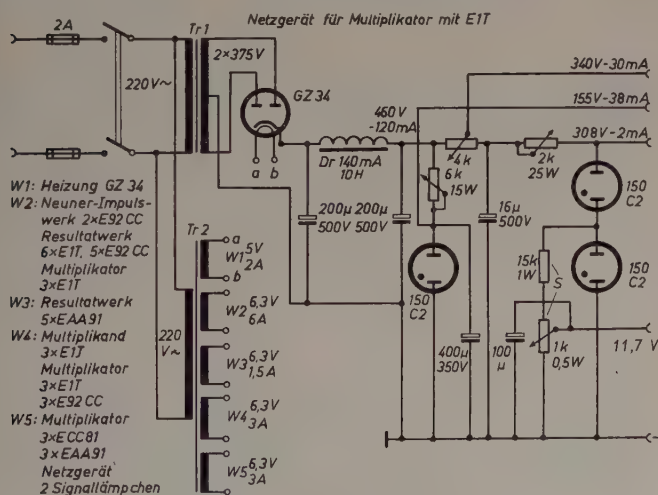


Abb. 10. Schaltung des Netzgerätes

100 μ s Breite. Während der Dauer des Löschimpulses sind alle E I T im Resultatwerk gesperrt. Nach der Freigabe des Katodenstrahles erscheint bei allen Zählrohren im Resultatwerk der Katodenstrahl auf der Ziffer Null.

9. Netzgerät

Die Spannungen für das Multiplikationsgerät werden in einem gemeinsamen Netzgleichrichter erzeugt (Abb. 10).

Es werden etwa 120 mA bei 460 V aus dem Doppelweg-Gleichrichter entnommen.

Mit Hilfe von zwei Stabilisatoren 150 C 2 in Serie werden 308 V für die Anodenspannung der E I T erzeugt. Am Vorwiderstand für die 308-V-Stabilisatorstrecken wird die Spannung von 340 V für die

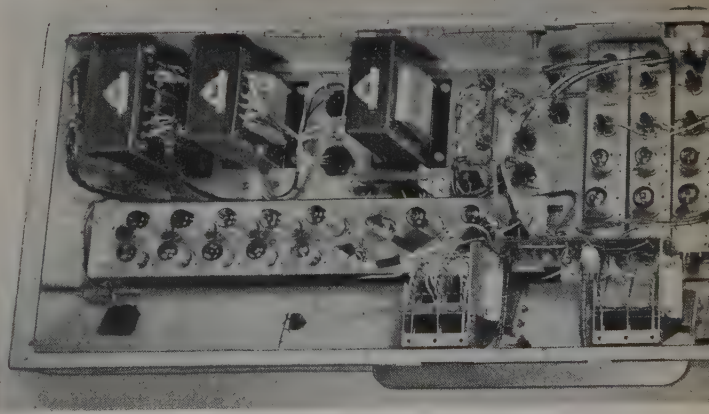


Abb. 12. Innenaufbau des Multiplikationsgerätes

Die Zählgeschwindigkeit des Rechenwerkes kann mit 30000 Impulsen/s angenommen werden. Somit ist der kürzeste Abstand zwischen zwei Zählimpulsen, die noch richtig gezählt werden können, $3,3 \cdot 10^{-5}$ s. Bei der Multiplikation entstehen im Rechenwerk die kürzesten Impulsabstände bei der Weitergabe der Zehner-Impulse (Abb. 2) an die nächsthöhere Dekade. Der Impulsabstand entspricht

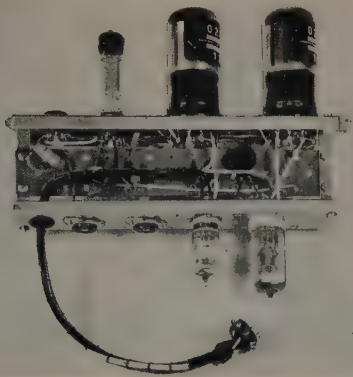


Abb. 13. Multiplikandstufe mit Impulsschleusen

der Verzögerungszeit zwischen zwei Impulsen aus verschiedenen Impulsschleusen. Die mögliche Zahl der Dekaden im Multiplikand ist danach gegeben durch das Verhältnis der Impulsfolgezeit der Neuner-Impulse aus dem Neuner-Impulswerk und der Verzögerungszeit zwischen den einzelnen Impulsen

$$n_{dek} = \frac{0,1 T_m}{3,3 \cdot 10^{-5}} = \frac{T_m}{3,3 \cdot 10^{-4}}$$

Wenn man den zeitlichen Abstand zwischen zwei Multiplikator-Impulsen $T_m = 10^{-2}$ s setzt, kann ein Multiplikator mit $n = 30$ Dekaden im Multiplikand zusammengestellt werden. Somit wäre ein Gerät mit 30 Dekaden im Multiplikand und 30 Dekaden im Multiplikator herstellbar. Das Resultatwerk würde in diesem Fall 60 Dekaden haben. Die Zeit für eine Multiplikation zweier 30stelliger Zahlen kann auf folgende Weise ermittelt werden. In jeder Dekade kann als höchste Zahl eine 9 vorkommen, gemittelt 4,5. Erfolgt die Ziffernvorgabe im Multiplikand mit gleicher Geschwindigkeit wie die Zifferneingabe im Multiplikator, so bekommt man für die Eingabe und Multiplikation von zwei 30stelligen Zahlen im Mittel

$$T_{mult} = 2 \cdot n_{dek} \cdot T_m \cdot 4,5$$

$$T_{mult} = 2,7 \text{ s}$$

Für ein Multiplikatorgerät mit 10 Dekaden im Multiplikand und 10 Dekaden im Multiplikator (entsprechend dem Aufwand normaler Rechenmaschinen) kann die Impulsfolgezeit auf

$$T_m = \frac{3,3 \cdot 10^{-4}}{10^{-1}} = 3,3 \cdot 10^{-3}$$

verkürzt werden. Somit dauern die Eingabe und die Multiplikation zweier 10stelliger Zahlen

$$T_{mult} = 2 \cdot 10 \cdot 4,5 \cdot T_m$$

$$T_{mult} = 0,3 \text{ s}$$

Abschließend sei noch bemerkt, daß das angewandte Arbeitsprinzip den Kern einer elektronischen Rechenmaschine für alle vier Rechenoperationen mit der dekadischen Zählröhre E 1 T enthält.

Elektronik für Industrie und Technik auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1955

Der nachfolgende erste Übersichtsbericht von der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1955 gibt einen Überblick über eine Reihe von bemerkenswerten elektronischen Anlagen, Geräten und Bauelementen für Anwendungen in Industrie und Technik.

AEG

DK 621.385: 061.4(047), 1955

Für elektronische Steuerungen und Regelungen sind neben den rein elektronischen Bauelementen auch Relais von Bedeutung, da sich durch die Kombination von Relais mit Elektronenröhren in vielen Fällen besonders vorteilhafte Lösungen ergeben. Aus dem umfangreichen Programm der AEG stehen zahlreiche Typen für diesen Zweck zur Verfügung. Die Hilfsrelais der Reihe „RH“ und zahlreiche Ausführungsformen von Spezialrelais (Feinzeitrelais, Langzeitrelais, Zeitschalter usw.) dienen diesem Zweck.

Für die Steuerungs- und Überwachungstechnik liefert die AEG zwei Kaltkathoden-Thyratrons in Miniaturtechnik. Die Typen „AG 5823“ und „ASG 5823 A“ sind für einen arithmetischen Mittelwert des Anodenstromes von 25 mA und einen Anodenstrom-Scheitelwert von 100 mA

bemessen. Bei dem ersten Typ liegt die Anodenzündspannung höher als + 200 V_{eff} bzw. 140 V_{eff} und bei der zweiten Röhre höher als + 350 V_{eff} bzw. 250 V_{eff}. Die Zündung erfolgt durch Anlegen einer Spannung von 70...90 V an die Starteranode.

Um den Kühlwasserbedarf von Ignitrons den tatsächlichen Belastungsverhältnissen anzupassen, werden neuerdings Typen mit angebaute Thermoschalter geliefert, der mit Hilfe eines Magnetventils den Kühlwasserbedarf automatisch den Betriebsbedingungen anpaßt.

Für Mehrfarben-Rotationsmaschinen ermöglicht die lichtelektrische Registerregelung ein automatisches Einhalten des Registers mit einer Genauigkeit von $\pm 0,1$ mm. Ein lichtelektrischer Abtaster tastet Marken ab, und eine Regelanlage wertet den zeitlichen Unterschied beim Vorbeilaufen der Marken für die Korrektur aus. Für Cottonmaschinen steht ein thyatrongesteuerter Antrieb mit sieben Geschwindigkeiten zur Verfügung, der eine wesentlich schnellere Geschwindigkeitsänderung als bei den bisher üblichen Anordnungen ohne elektronische Steuerung ermöglicht. Für Beutemaschinen zur Herstellung von Verpackungen und Briefumschlägen erreicht eine Schnittregisterregelung, welche die im Briefabstand aufgedruckten oder eingepägten Registermarken abtastet, eine Schnittgenauigkeit von $\pm 0,5$ mm. Je nach der Art des Papiers (durchsichtig, halbdurchsichtig oder undurchsichtig) kommen verschiedene optische Geräte zur Verwendung.

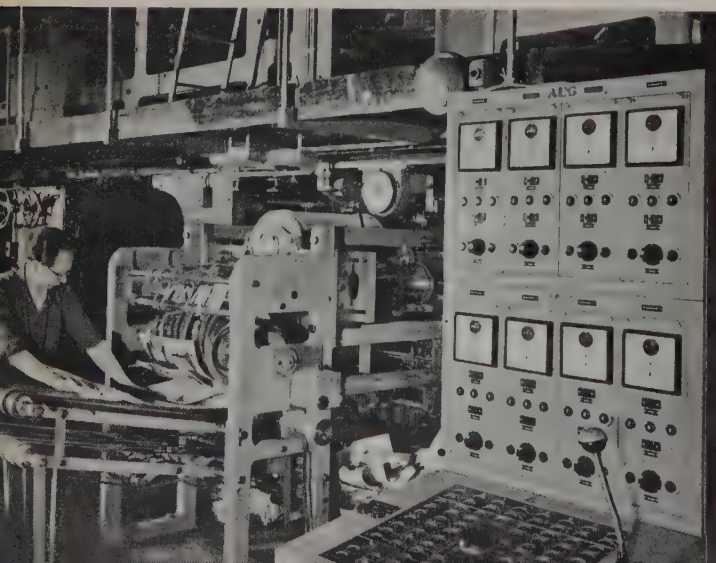
Eine bemerkenswerte Konstruktion ist der AEG-Quecksilberstrahl-Kontaktgleichrichter für die Stromversorgung von Flugzeugen am Boden. Der „Queko“-Gleichrichter ist ein mechanischer Gleichrichter mit zur Kontaktbildung synchron mit der Drehspannung umlaufenden Quecksilberstrahlen.

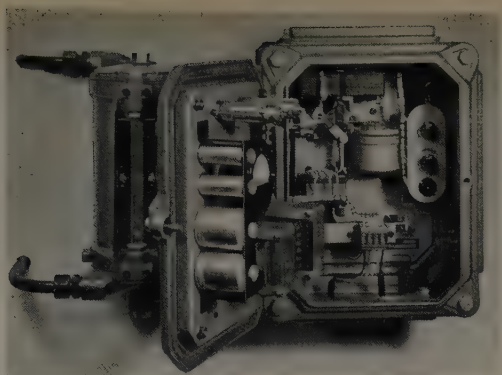
Askania - Werke AG

In Weiterentwicklung der in der industriellen Meß- und Regeltechnik für die Durchflußmessung angewendeten elektro-pneumatischen Stromwaage entstand jetzt die elektronische Stromwaage, die nach dem Kompensationsprinzip in linearer oder quadratischer Zuordnung eine Kraft in einen Gleichstrom zwischen 0 und 120 mA umwandelt. Sie eignet sich wegen ihrer günstigen Zeitkonstante auch für schwierige Regelaufgaben.

Im feststehenden Teil eines schwachwässerdichten Gußhäuses sind das lineare oder das radizierende Meßsystem untergebracht, sowie ein Meßbereichseinsteller für Empfindlichkeitsänderungen im Bereich 1:10. Die

Elektronische Registerregelung der AEG für eine Tiefdruck-Rotationsmaschine





Elektronische Stromwaage nach dem Kompensationsprinzip als Wandler für Durchfluß, Druck oder Niveau (Askania-Werke)

Innenseite des Klappdeckels enthält den Verstärker mit zwei EL 803, von denen eine Röhre bei Ausfall der anderen die gesamte Last mit gleicher Meßgenauigkeit übernimmt. An der linken Seite des Gehäuses wird das jeweilige Meßwerk angesetzt und dessen Kraft durch eine Verbindungsstange in die Stromwaage eingeführt.

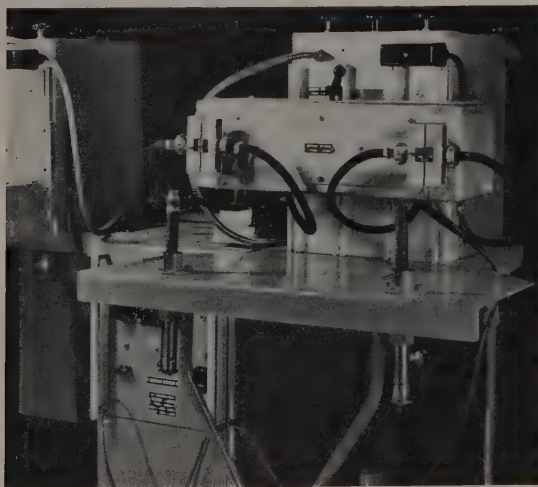
F. Baumgartner

Aus dem ungewöhnlich umfangreichen Lieferprogramm von Relais lassen sich viele mit Vorteil auch für den Aufbau elektronischer Geräte verwenden. Gasdruckrelais nutzen z. B. als thermische Relais die Ausdehnung eines Gases durch Erwärmung zur Bewegung von Quecksilber als Schaltmittel aus. Die Schaltgeschwindigkeit ist 200 ms, die Schalthäufigkeit max. 3600 Schaltungen/h. Die Gasdruckrelais sind auch als Verzögerungsrelais verwendbar. Für Einschaltverzögerung von 0,5...5 s genügt es, vor das normale Relais einen Widerstand zu schalten. Längere Ein- und Ausschaltverzögerungen lassen sich durch Einbau von Gasdrosseln oder Kapillarventilen zur Verlangsamung der Gasströmung oder des Quecksilberflusses erreichen. Die Typen „GRSD“, „GRTD“ und „GRUD“ haben Einschaltverzögerungen von 1...120 s. Typ „GAVJ“ schließt nach einem Erregungsimpuls von 0,5...1 s einen Kontakt und trennt nach einer Zeit von 3...3600 s wieder.

Verzögerungsrelais sind in vielfachen Ausführungen lieferbar, bei denen die Verzögerung durch Aufladen oder Entladen eines Kondensators oder durch eine Kippschaltung mit einer Glühbirne bewirkt wird.

Laboratorium Prof. Dr. Berthold

Für die verschiedensten Anwendungen von Geiger-Müller-Zählern steht u. a. eine zweckmäßig ausgelegte Aufbauserie „Uni/Z“ mit drei Baueinheiten zur Verfügung: Netzteil mit elektronisch stabilisierten Röhren- und Zählrohrspannungen; Untersetzter für Impulszählung mit fünf dekadischen Untersetzstufen, Zeit- und Impulsvorwahl, Synchro- und Integrierstufe für Direktanzeige des zeitlichen Mittelwerts. Um Proportionalzähler (fensterlose Durchflußzähler usw.) an diesem Gerät betreiben zu können, kann die zusätzliche Baueinheit „Proportionalverstärker“ eingefügt werden. Dieser Verstärker liefert elektronisch stabilisierte Zählrohrzusatzspannungen von 750...5000 V. Die Ausgangsimpulse haben eine feste Zeitkonstante von 0,3 µs für den Impulsanstieg; die Zeitkonstante für den Impulsabfall ist in vier Stufen von 2, 10, 50, 250 µs veränderbar.



HF-Schweißpresse mit Generator (links unten) von BBC

Dr. Hans Bockels & Co.

Die elektrischen Metallsuchgeräte zum Aufsuchen von metallischen Fremdkörpern in nichtmetallischen Medien arbeiten nach einem induktiven Verfahren. Läuft zusammen mit dem Fördergut ein Metallteil durch die Meßanordnung, dann wird ein optisches oder akustisches Signal ausgelöst. Es ist auch möglich, das Förderband dann stillzusetzen und durch einen abgeworfenen Markierstab automatisch die Stelle auf dem Förderband zu markieren, in deren Nähe sich das angezeigte Metallteil befindet.

R. Bosch GmbH

Das reichhaltige Fertigungsprogramm an MP-Kondensatoren ist auch in diesem Jahr wieder erweitert worden. Neu sind die Typen für Gleichspannungen bis 9,5 kV Spitzenspannung, wobei es gleichzeitig möglich war, die Abmessungen der Hochspannungskondensatoren weiter zu verkleinern. Weiterhin sei auf die für motorische Antriebe entwickelten Motorkondensatoren sowie auf die MP-Phasenschieber für Nieder- und Mittelspannung mit eingebauter Wärmeschutzeinrichtung hingewiesen.

Brown, Boveri & Cie

Für die Wärmebehandlung von Stahl und NE-Metallen steht eine ganze Reihe von Hochfrequenzanlagen zur Verfügung. Typ „4 L 2“ gibt z. B. eine HF-Dauerleistung von 4 kW (3440 kcal/h) ab, Typ „60 L 1“ von 60 kW (51600 kcal/h). Zur rationellen Ausnutzung der HF-Generatoren wird als Grundeinheit ein Adaptor benutzt, der den Anodenschwingkreis und Ausgangstransformator mit dem Induktoranschlußkopf enthält. Über einen Induktorschalter kann man zwei Induktoranschlußköpfe wahlweise auf den Generatorausgang schalten. Beim Umschalten wird die HF-Spannung gleichzeitig eingeschaltet und durch den im Generatorschrank eingebauten Zeitschalter automatisch ausgeschaltet. Die wirtschaftlichen Vorteile sind dann besonders groß, wenn die Rüstzeit für eine Wärmebehandlung gleich oder länger ist als die eigentliche Arbeitszeit.

Für die Regelung von Antrieben aller Art hat BBC eine Serie von Magnetverstärker-Reglern (MV-Regler) entwickelt, die in Verbindung mit Zwischenstufen- oder Endstufen-Magnetverstärkern für alle praktisch vorkommenden Aufgaben reichen. Besonderer Wert wurde darauf gelegt, auch bei Betrieb aus dem 50-Hz-Netz Stellzeiten von nur wenigen hundertstel Sekunden zu erreichen.

Von den vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten sei nur die automatische Walzenanstellung erwähnt, die ein Vorwählen der gewünschten Walzenstellung ermöglicht und damit die Beobachtung des Anstellweges durch den Steuermann überflüssig macht.

Schließlich sei noch auf die Anwendung von pumpenlosen Stromrichtern für jede Art von Regelung hingewiesen, die den Vorteil der trägheitslosen Verstellung, der sicheren Strombegrenzung und des hohen Wirkungsgrades auch bei Teillast haben. Durch Aufteilung in einzelne Baugruppen ist eine leichte Anpassung an alle Betriebsbedingungen möglich. Bemerkenswert ist, daß bei BBC für einen elektronischen Rapidregler erstmalig auch serienmäßig Transistoren Verwendung finden.

Deutsche Elektronik GmbH

Die industriellen Mikrowellen-Wärmegeräte sind mit speziell für diesen Zweck von der Firma entwickelten Ganzmetall-Hochleistungsmagnetrons bestückt. Der Radargrill ist bereits seit längerer Zeit bekannt und in seiner Leistung so abgestimmt, daß je nach Größe des Speisegutes Kochzeiten von 25...40 s erreicht werden. Die Strahlungsleistung im Speisegut liegt bei 3,5 kW. Die Betriebswellenlänge ist 12,5 cm. Die Betriebskosten für eine Zubereitung betragen nur 0,4 Pf. Ein neues Gerät ist zum Verleimen von Holzrahmen bestimmt und arbeitet mit vier Magnetrons von je etwa 1 kW Leistung. 20 Leimstellen lassen sich bei gleichzeitiger Erwärmung in etwa 30 s aushärten.

Dominit-Werke GmbH

Bei der Verarbeitung von Materialien mit hoher elektrischer Isolationsfähigkeit können elektrostatische Aufladungen den Verarbeitungsprozeß empfindlich stören. Das Ionisierungs-Gerät Typ „EGH“ besteht aus einem Sprühstab und einem kleinen Hochspannungstransformator, der eine Spannung von etwa 6 kV an die Entladungsspitzen legt. Durch die stille Spitzenentladung entstehen positive und negative Ionen, die zu einer wesentlichen Erhöhung der Leitfähigkeit der Luft führen und dadurch den Ausgleich der elektrostatischen Aufladungen ermöglichen. Der Sprühstab ist zweckmäßigerweise kurz vor der Stelle einzubauen, wo die Störungen durch die Aufladung auftreten und sollte möglichst dicht am Ort der Ladungstrennung sitzen.

Durag-Apparatebau

Allen Zählgeräten für die verschiedensten Anwendungszwecke ist gemeinsam, daß sie als Zählorgan mehrere hintereinander geschaltete Dekadenröhren E 1 T enthalten.

Aus der Vielzahl der Geräte ist der Isotopenmeßplatz „D-J 11“ als vollautomatische Meßeinrichtung besonders erwähnenswert, der aus dem Zählrohrgerät „D-ZRV 11 S“, dem elektronischen Zählgerät „D-Z 19“, der elektronischen Uhr „D-Z 40“, dem Probenwechsler „D-PW 1“ sowie Tintenschreiber und Druckwerk besteht. Mit dieser Kombination lassen

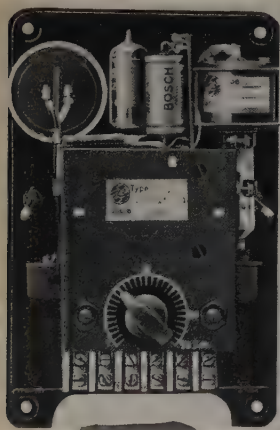


Isotopenmeßplatz mit automatischem Probenwechsler (Durag-Apparatebau)

sich praktisch alle in einem Labor vorkommenden Strahlungsmessungen durchführen.

Weitere Zählgeräte sind vor allem zur Verwendung in der Verpackungsindustrie bestimmt und geben nach Abzählung einer zwischen 1 und 100 oder 1 und 1000 einstellbaren Menge ein Signal ab, mit dem die Funktion der Verpackungsmaschinen in der richtigen zeitlichen Reihenfolge ausgelöst werden kann.

Eberle & Co.



Elektronische Zeitvorstufe (Eberle & Co.)

Schaltvorgängen bis zu max. 300 s und eignet sich besonders für hohe Schalthäufigkeit bei großer Lebensdauer. Auch hier erfolgt die Steuerung über ein Thyatron.

Elektro Spezial GmbH

Der bekannte Philips Klein-Oszillograf ist in der neuen Ausführung „GM 5655/02“ mit der doppelt-symmetrischen Elektronenstrahlröhre DG 7-5 und modernen Novalröhren bestückt. Er enthält zwei Meßverstärker mit einem Frequenzbereich von 3 Hz...150 kHz (—3 dB) und ist damit außer für die NF-Technik auch für verschiedene Aufgaben des Fernsehservice geeignet.

Der neue Oszillograf „GM 5656“ mit 10-cm-Elektronenstrahlröhre ist im Gegensatz zu allen bisherigen Philips Oszillografen mit zwei gleichwertigen Gleichspannungsverstärkern für die Horizontal- und Vertikalablenkung ausgerüstet. Der Frequenzbereich ist 0...200 kHz und zur Erhöhung der Empfindlichkeit des Vertikalverstärkers auf 5 mV_{eff} läßt sich ein eingebauter Vorverstärker mit 36facher Verstärkung vorschalten. Ebenso ist es möglich, das Oszillogramm bis auf das Fünffache zu dehnen. Zur Untersuchung einmaliger Vorgänge ist ein elektronisches Zeitablenkgerät mit universellen Einstellmöglichkeiten ein wertvolles Zusatzgerät. Weiterhin ist ein neuartiges Vorsatzgerät zum Nachzeichnen stehender Leuchtschirmbilder von Oszillografen mit 10-cm-Röhre sowie zur fotografischen Registrierung mit einer beliebigen 35-mm-Kamera und zur Projektion des Schirmbildes zu erwähnen.

Das elektronische Universalmeßgerät „GM 6008“ mit insgesamt 50 Bereichen erweitert mit dem zusätzlichen Hochspannungs-Meßkopf „GM 4579 B“ seinen Meßbereich auf 30 kV Gleichspannung.

Für die Meß- und Regeltechnik sind in den vergangenen Jahren elektronische Kompensatoren von aktuellem Interesse geworden. Die Elektro Spezial GmbH zeigt für die verschiedenartigen Verwendungszwecke ein ganzes Programm derartiger Kompensatoren zur Messung, Registrierung und Regelung des pH-Wertes in strömenden Flüssigkeiten, zur Temperaturmessung mit Thermoelementen und Widerstandsthermometern, zur Messung und Registrierung der Feuchtigkeit in Luft und Gasen und in Verbindung mit Dehnungsmeßstreifen als Zugkraftmesser, Druckdose usw.

Bemerkenswert ist fernerhin ein Temperaturanzeigergerät für 48 Meßstellen in Verbindung mit dem Kompensator „PR 1000 A/00“ und einem 48-Meßpunkte-Umschaltkasten.

Das direkt anzeigende pH-Meßgerät „PR 9400“ stellt eine moderne Ausführung der früheren Geräte dar und eignet sich sowohl für pH- und rH-Messungen als auch für potentiometrische Titrations. Der Verstärker arbeitet im Eingang mit Schwingkondensator und erreicht dadurch einen Eingangswiderstand von etwa 10^{12} Ohm. Die Anzeigegenauigkeit ist 0,01 pH bzw. 2 mV. Das Asymmetrie-Potential und die Temperatur lassen sich in weiten Grenzen kompensieren. Daneben wurde als Mustergerät das batteriegespeiste, direkt anzeigende Taschen-pH-Meter „PR 9401“ gezeigt.



Direktanzeigendes Philips-pH-Meßgerät „PR 9400“



Universalzählgerät mit Zeitbasis 100 μ s...10 h, ein hochentwickeltes Anwendungsbeispiel für die dekadische Zählröhre E 1 T (Philips Zürich)

Als Anwendungsbeispiele für Geräte mit der dekadischen Zählröhre E 1 T sei auf ein Relaismeßgerät sowie auf das Universal-Zählgerät „EAL 3013“ (Zählfrequenz 100 kHz) in Verbindung mit dem Zeitbasisgerät „EAL 3014“ hingewiesen, das eine Einstellung der Zeitbasis von 100 μ s...10 h erlaubt und eine Eingangsspannung von nur wenigen Volt erfordert. Da eine Impulsformerstufe eingebaut ist, ist die Anzeige von der Kurvenform der angelegten Meßspannung unabhängig.

Frieske & Hoepfner GmbH

Die Flächengewichts-Meßanlage „FH 46“ ist ein Beispiel dafür, in wie wenigen Jahren ein rein physikalisches Prinzip auch in der Technik zu einer ausgedehnten Anwendung kommen kann. Mit dem „FH 46“ lassen sich Flächengewichte von 10...23 000 g/m² messen, was einerseits Metallfolien von wenigen μ Stärke, andererseits 3 mm dickem Stahlblech entspricht. Bei der Messung von Materialien mit einem Flächengewicht unter 100 g/m² ist die Fehlergrenze ± 1 g/m² (entspricht z. B. bei Papier etwa 1 μ Dickenunterschied). Dickeres Material ist bis auf weniger als $\pm 1\%$ des Flächengewichtes zu messen.

Für die verschiedenen Strahlungsmeßgeräte steht heute eine reiche Auswahl an Zählrohren zur Verfügung (α -, β -, γ -Zählrohre, Flüssigkeits- und Miniaturzählrohre, Szintillationszähler usw.). Der Methan-Durchfluß-

zähler „FH 51“ ist ein Präzisions-Proportionalzähler mit fensterlosem Methan-Zählrohr zur Messung energiearmer Betastrahlung. Die Hochspannung ist in Grob- und Feinstufen von 1500...5000 V regelbar, und die positiven oder negativen Ausgangsimpulse sind bei einer Breite von 0,8 μ s in ihrer Höhe zwischen 0 und 2 V einstellbar.

Zahlreiche für die Praxis wichtige Zusatzgeräte ergänzen die Grundausrüstung. Der Zeitdrucker „FH 449“ druckt automatisch die Zeit, die zum Zählen einer vorgewählten Impulszahl benötigt wurde, und außerdem die Zahl der Messungen. Er kann sowohl mit dem „FH 49“ allein als auch in Verbindung mit dem automatischen Probenwechsler „FH 448“ oder dem Radiopapierchromatographen „FH 452“ verwendet werden, der automatisch die Verteilung der Aktivität auf Chromatographie- oder Elektrophorese-Papierstreifen mißt.

Funktechnik GmbH

Das Hauptarbeitsgebiet sind elektronische Zählgeräte. Das Zählgerät „Z 10“ hat ein Auflösungsvermögen bis 25 kHz, in Sonderfällen bis 100 kHz, und enthält wahlweise 1...5 elektronische Dekaden. Der Zählbereich läßt sich durch ein elektromechanisches Zählwerk nach der letzten elektronischen Dekade erweitern.

Das Zählgerät „Z 15“ ist als elektronisches dezimales Zählgerät mit Zahlenvorwahl zur Abzählung einer vorbestimmten Anzahl von Vorgängen geeignet und hat eine Zählgeschwindigkeit von max. 10 000 Vorgängen/s. Das mit fünf elektronischen Dekaden ausgerüstete Gerät ist durch die verschiedenen Methoden der Vorwahl vielseitig anwendbar und gibt an seinem Ausgang nach Erreichen jeder vorgewählten Zahl einen positiven Impuls von etwa 10 V und 40 μ s ab, der auch in einen kurzzeitigen Schluß eines freien Relaiskontaktes umzusetzen ist.

Das Chronoskop „Z 20“ ist für Mengen- und Zeitmessungen sowie für Messungen nach dem Zähl-Zeit-Prinzip bestimmt und hat einen Umfang von vier elektronischen und fünf mechanischen Dekaden bei einer Zählgeschwindigkeit bis zu 10 000 Vorgängen/s. Ein eingebauter 10-kHz-Quarz mit einer Genauigkeit von $2 \cdot 10^{-5}$ erlaubt es, das Gerät für genaue Zeitmessungen heranzuziehen. Das Steuertor mit einer maximalen Schaltzeit von 1 μ s kann von Hand, durch positiven Einzelimpuls oder durch positiven Öffnungs- und getrennten Schlußimpuls gesteuert werden. Über die vier elektronischen Dekaden lassen sich Zählwerte zwischen 10 und 10 000 vorwählen.

Eine besonders interessante Neuentwicklung ist eine mit der E I T arbeitende Frequenzmeßanlage bis 1 MHz, die mit sinus- oder impulsförmigen Spannungen zwischen 0,5 und 50 V im Frequenzbereich 50 Hz...1 MHz gesteuert wird.

Die Lichtschranke „L 3“ zur fotoelektrischen Abtastung von Bewegungsvorgängen ist auch als Geberelement zur Steuerung von Maschinen verwendbar. Der Fotozellenverstärker ist ein Gleichstromverstärker mit einer oberen Grenzfrequenz von 10 kHz, dessen Schwellwert von Hand einstellbar ist. Der bis zu etwa 200 pF belastbare 3 kOhm-Ausgang gibt Ausgangssignale mit einer Amplitude von etwa 10 V bei einer Flankensteilheit unter 1 μ s ab.

Weiterhin sei noch auf das Oszilloskop „LA-239C“ hingewiesen, das als hochwertiges Gerät mit X- und Y-Verstärker (Bandbreite 5 Hz...15 MHz), Intensitätsmodulation, einstellbaren Zeitmarken, stetig regelbarer Eichspannung und eingebautem Triggergenerator universelle Anwendungsmöglichkeiten bietet.

Giesenhagen KG

Die Reihe der Transduktoren konnte gegenüber dem Vorjahr erweitert werden. Die Ringkern-Typen „TUR 40Y“ bis „TUR 100Z“ eignen sich besonders als Regler in Zusammenarbeit mit den U-Kern-Transduktoren der Typenreihe „TUU“. Ein weiterer Anwendungsbereich ist der als Verstärker für kleinste Gleichstromleistungen, wobei die Vorstromwicklung die Einstellung des Arbeitspunktes auf der Kennlinie ermöglicht. Die Transduktoren der Reihe „TUU“ sind für eine Zeitkonstante von 0,1 s bemessen, die sich gegebenenfalls durch Vorwiderstände im Steuerkreis bis auf einige Perioden herabsetzen läßt.

Unter Verwendung der Transduktor-Einheitstypen „TU 40Z“ bis „TUR 100Z“ wurde eine Transduktor-Verstärker-Typenreihe geschaffen, die als Bausteine für Regel- und Steueranlagen zweckmäßig ist. Es ist möglich, diese Verstärker in Strombegrenzungsschaltung, in Sättigungswinkelschaltung mit Wechselstrom- oder mit Gleichstromausgang und in offener Brückenschaltung zu verwenden.

Günther & Tegtmeier GmbH

Die deutsche Vertretung der amerikanischen Firma *Berkeley* zeigte elektronische Zählgeräte und Meßgeräte für Kernstrahlung. Im Gegensatz zu der in Deutschland bevorzugten Technik mit der Zählröhre E I T arbeiten diese Zähler mit Anzeige durch Glühlampe. Elektronische Dezimal-Zähleinheiten (DCU) bilden das Herzstück jedes dieser Zähler. Die verschiedenen Typen unterscheiden sich durch Zählgeschwindigkeit und Auflösungsvermögen. Werte von 1 MHz bzw. 0,8 μ s lassen sich noch sicher beherrschen. Besondere Bauarten der DCU gestatten einfache und zweifache Vorwahl. Aus diesen Zähleinheiten lassen sich zahlreiche Typen von elektronischen Zählern ohne und mit Impulsvorwahl sowie fotoelektrische

Zähler und Zeitintervallmesser zusammenstellen. Bemerkenswert sind Frequenzmesser nach diesem Prinzip, die im Bereich von 0...42 MHz mit einer Fehlergrenze von nur ± 1 Hz arbeiten. Durch Zusatzgeräte ist eine Erweiterung bis 515 MHz möglich, so daß damit Präzisions-Frequenzmessungen aller Art möglich sind.

Hartmann & Braun AG

In Zusammenarbeit mit der *Schoppe & Faeser GmbH* entstand ein elektronisches Regelverfahren. Der induktive Ferngeber ist ein Induktionssystem von motorähnlichem Aufbau und besteht aus einem Läufer mit einphasiger, offener Wicklung und einem Ständer, der mit Rücksicht auf universelle Anwendbarkeit eine dreiphasige Wicklung trägt. Er ist universell als Meßwertferngeber, Rückführferngeber, Sollwertferneinsteller und als Ferngeber für die Ausgangsgröße eines Zeitgliedes verwendbar. Der Regelverstärker ist ein Gegentakt-B-Verstärker mit 36 oder 80 W Ausgangsleistung. Bei dem Stellmotor handelt es sich um einen kontaktlosen Wechselstrommotor, dessen Läufer als dünner ferromagnetischer Ring ausgebildet ist und daher ein sehr geringes Trägheitsmoment hat. Der trägheitsarme Motor hat die beachtliche Eigenschaft, in nur $1/20$ s von 2500 U/min Rechtslauf auf die gleiche Drehzahl im Linkslauf umkehrbar zu sein. Für bestimmte Regelaufgaben ist ein Zeitglied erforderlich, um dem Regler ein bestimmtes Zeitverhalten zu geben. Es besteht im wesentlichen aus einem induktiven Ferngeber und einem Scheibeninduktionsmotor, der über ein Untersetzungsgetriebe 1:100 oder 1:1000 den Läufer des induktiven Ferngebers verstellt. Je nach Zusammenschaltung wirkt das Zeitglied als Integralgeber, verzögertes Nachlaufwerk oder als Differentialquotientengeber (Vorhaltgeber, Verschwindimpulsgeber).

Der PID-Regler „Regelux 3“ mit Hochleistungs-Fotowiderstand ist verwendbar für alle elektrisch erfaßbaren Größen. In Verbindung mit dem Schaltgerät „TSE“ arbeitet er als elektrischer und in Verbindung mit dem Kraftschaltglied „TSD“ als elektro-pneumatischer Regler. Erweiterungsmöglichkeiten bestehen mit Sollwertferneinstellung, Zeitplangeber und Handsteller.

Herfurth KG

Das „Statometer“ ermöglicht die Messung statischer Aufladungen und ist ein handliches Gerät mit Batteriebetrieb, das die Messung selbst kleinster Aufladung ohne jede Berührung mit dem Ladungsträger gestattet. Für laufende Registrierung ist ein ähnliches Gerät als „Registrier-Statometer“ lieferbar. Zur Beseitigung statischer Aufladung haben sich die „Spitzenionisatoren“ ohne Stromquelle in der Praxis als außerordentlich wirksam erwiesen. Weiterhin ist die „Antistatische Luftpistole“ als bemerkenswerte Konstruktion zu erwähnen, um von statisch aufgeladenen Materialien anhaftenden Staub zu entfernen.

Das „Alpha-Mikrometer“ ist ein elektronisches Gerät zur Beobachtung eines laufenden Fadens in Maschinen auf seine Gleichmäßigkeit und arbeitet nach dem Prinzip der Absorption von Alphastrahlen.

Für die Strahlungsmeßtechnik stehen zahlreiche Geräte zur Verfügung, von denen nur auf das Strahlungsnachweisgerät im Taschenformat zur Bestimmung selbst kleiner Strahlungsquellen sowie auf das Taschen-Dosimeter in Gestalt eines kleinen Röhrchens hingewiesen sei. Das Röhrchen von 10 cm Länge enthält eine Ionisationskammer, die mit dem „Meß- und Ladegerät“ aufgeladen wird und mit dem auch die Anzeige der gemessenen Dosis erfolgt. Das Warngerät „H 1309“ löst bei der wahlweise einstellbaren Strahlungsleistung von 2...50 mr/h ein optisches oder akustisches Signal aus.

Zum Vorwärmen von Preßteilen stehen HF-Vorwärmgeräte mit Leistungen von 100 g/min bis 600 g/min zur Verfügung.

Johannes Hildebrandt

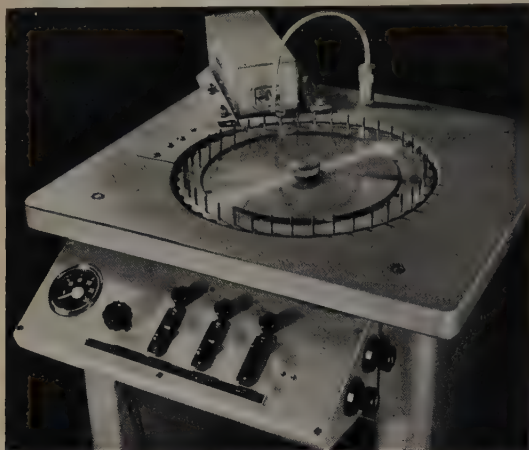
Neben den Vertikal-Quecksilberrelais Typ „T 15C“ und „T 15E“, die am Kontaktgeber 12 mA, 70 V ~ bzw. 10 μ A, 10 V erfordern, sind ein Vertikal-Quecksilber-Verzögerungsrelais und die Zeitschaltwerke „ZSW 15“ und „ZSW 21“ zu erwähnen. Die Arbeitsweise der Verzögerungsrelais entspricht der der Vertikalrelais, wobei eine Präzisionsdüse, die den Ablauf des Quecksilbergebers hemmt, die Schaltverzögerung bewirkt. Bei den Zeitschaltwerken erfolgt die Zeiteinstellung durch Verändern eines Regelwiderstandes in einem RC-Kreis, der Thyatronröhren steuert.



Das „Statometer“ dient zur berührungslosen Messung von elektrostatistischen Aufladungen (Herfurth GmbH)

Himmelwerk AG

Die HF-Röhrengeneratoren sind jetzt auch mit Kabelausgang lieferbar, so daß es möglich ist, den Induktor auch in mehreren Metern Entfernung vom Generator anzuschließen. Eine Neuentwicklung ist der halbautomatisch arbeitende Drehtisch für das Weich- und Hartlöten sowie das Glühen und Härten von Kleinteilen. Der Drehteller läßt sich mit einem Preßluftanschluß verbinden, so daß die Teile nach dem Glühprozeß schnell abkühlen. In Verbindung mit dem 0,4-kW-Generator Typ „HG 2-4“ hat sich dieser Drehtisch in der Praxis gut bewährt.



Drehteller zur induktiven Härtung von Kleinteilen (Himmelwerk AG)

Ebenso ist eine neuentwickelte HF-Folien-Schweißpresse in Verbindung mit dem 3-kW-HF-Generator Typ „HG 4-3“ bemerkenswert. Die Presse mit einem Höchstdruck von 1000 kg hat einen verstellbaren Elektrodenhub bis zu 100 mm und eine Verstellbarkeit des Druckkopfes mit weiteren 150 mm, so daß eine veränderbare Arbeitshöhe von 250 mm erreicht ist. Damit ist auch die Verschweißung dreidimensionaler Teile möglich. Für die Serienproduktion läßt sich die Presse durch einen Taktstisch ergänzen.

W. H. Joens & Co.

Der jetzt serienmäßig lieferbare „Elnik“-Kompensatorschreiber mit 250 mm Schreibbreite ist neuerdings auch als Zwölfach-Punktschreiber lieferbar. Die kleinstmögliche Punktfolge ist 2 Sekunden, während der Punktschreiber mit 120 mm Schreibbreite sogar jede Sekunde einen Punkt druckt und sich damit einen Anwendungsbereich erobert hat, der bisher vorwiegend dem Linienschreiber vorbehalten war.

Der „Elnik“-Kompensationsverstärker Typ „EKV“ dient als Gleichspannungs-Meßverstärker u. a. zur Fernübertragung von Meßwerten aller Art, die als Gleichspannung darstellbar sind, zur Verstärkung kleiner Gleichspannungen oder Gleichströme und als Bestandteil der „Elnik“-Kompensatorschreiber. Die Genauigkeit ist dadurch gekennzeichnet, daß der Ausgangsstrom bis auf 0,1% genau proportional der Eingangsspannung ist. Der Eingangswiderstand ist weitgehend ohne Einfluß auf das Meßergebnis. Der Reststrom von nur etwa 10^{-7} A ist vernachlässigbar klein.

Dr.-Ing. Jovy

Ein Steuerpult für die Regelung einer Arbeitsmaschine der Wickelindustrie mit nachgeschaltetem Wickler ist eine ausgereifte Konstruktion der elektronischen Steuer- und Regeltechnik. Die Anlage arbeitet mit zwei Leonard-Generatoren und gestattet ein stufenloses Vorwählen einer beliebigen Arbeitsdrehzahl der Hauptmaschine. Der dem Hauptantrieb nachgeschaltete Wickler ermöglicht eine Regelung auf konstanten Wickelzug bis zum Stillstand und regelt selbsttätig den sich ändernden Wickeldurchmesser aus.

Weiterhin zeigte die Firma eine sehr interessante und neuartige Lösung für die automatische Steuerung eines Fabrikationsprozesses mit Hilfe elektrischer Impulse. Das Fließband zerlegt die Weglänge in eine proportionale Anzahl von Impulsen, die ein elektronisches Zählgerät mißt. Mit 2 Vorwählstufen können beim Erreichen zweier beliebiger Impulswerte zwischen 5 und 10000 Auslöseimpulse eingestellt und abgegeben werden. Der erste oder Vorhaltepunktimpuls steuert eine elektronische Kippstufe, die den von einem Ankerstromrichter gespeisten Antriebsmotor kontaktlos durch Feldwendung auf Bremsen schaltet. Die im Antrieb vorhandene kinetische Energie wird dabei in das Netz abgebremst. Bei Erreichen des zweiten oder Halteimpulses wird das Fließband durch eine zweite elektronische Kippstufe mittels Magnetkupplung vom Antriebsmotor getrennt und durch eine Magnetbremse schlagartig festgebremst. Nach dem Stillsetzen erfolgt die Bearbeitung der vom Band mitgeführten Ware. Unterdessen läuft der Motor, vom Halteimpuls umgesteuert, be-

reits wieder auf die Arbeitsgeschwindigkeit hoch, um Zeitverluste durch den Beschleunigungsvorgang zu vermeiden. Nach Beendigung des Bearbeitungs Vorganges setzt ein Einschaltimpuls, den die nachlaufende Ware erteilt, das Band durch Lösen der Bremse und Einschalten der Kupplung wieder in Gang. Diese Steuerung ist speziell für die Massenfertigung gedacht und gestattet, den Arbeitsablauf 900 mal in der Stunde durchzuführen, und es ist möglich, den Warenvorschub auf 0,5 mm genau zu steuern.

Gustav Klein

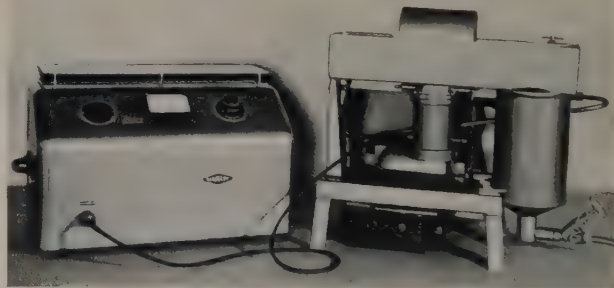
Eine reiche Auswahl von magnetischen Spannungskonstanthaltern, die nahezu trägheitslos in etwa 4 Perioden der Netzfrequenz ausregeln, gab einen Überblick über das umfangreiche Programm. Für Fälle, bei denen durch Änderung der Netzfrequenz oder stark wechselnden $\cos \varphi$ der angeschlossenen Last die Typenreihe „AK“ nicht mehr geeignet ist, ist der frequenz- und phasenwinkelunabhängige Typ „AKR“ zu empfehlen. Für Sonderfälle steht der Typ „MVK“ mit Magnetverstärker zur Verfügung, der zwischen Leerlauf und Vollast bei Änderung der Eingangsspannung von $-20 \dots +10\%$ und der Frequenz zwischen 47 und 51 Hz die Ausgangsspannung auf $\pm 2\%$ konstant hält, sofern der $\cos \varphi$ der Last einen Wert von 0,8 nicht unterschreitet. Die automatischen Netzspannungskonstanthalter Typ „WKZ“ und „WKZf“ arbeiten auf elektronisch-magnetischem Prinzip. Der magnetische Regler wird dabei nach einer Vergleichsmethode über einen elektronischen Verstärker gesteuert.

Dipl.-Ing. U. Knick

Das Typenprogramm für die elektrochemische Meßtechnik umfaßt pH-, mV- und μ A-Meter, zum Teil in kombinierter Ausführung. Mittels eines ansteckbaren Titrierzusatzes lassen sich potentiometrische Titrations ausführen. Die pH-Meter enthalten alle zur Messung mit der Glaselektrode erforderlichen Korrekturvorrichtungen für Nullpunkt, Steilheit und Temperatur.

Lehfeldt & Co.

Die Ultraschall-Bohrmaschine „Diatron“ ermöglicht das Bohren nicht nur runder, sondern auch eckiger Löcher selbst in härtesten Werkstoffen wie Hartmetall. Der Bohrer besteht aus weichem Eisen und wird von einem automatisch zugeführten Schleifmittel, meist Borkarbid, umspült und schwingt im Rhythmus der Ultraschallwellen. Genauigkeiten von wenigen μ sind erreichbar.



Kleines Ultraschallwaschgerät für feinmechanische Teile (Dr. Lehfeldt & Co.)

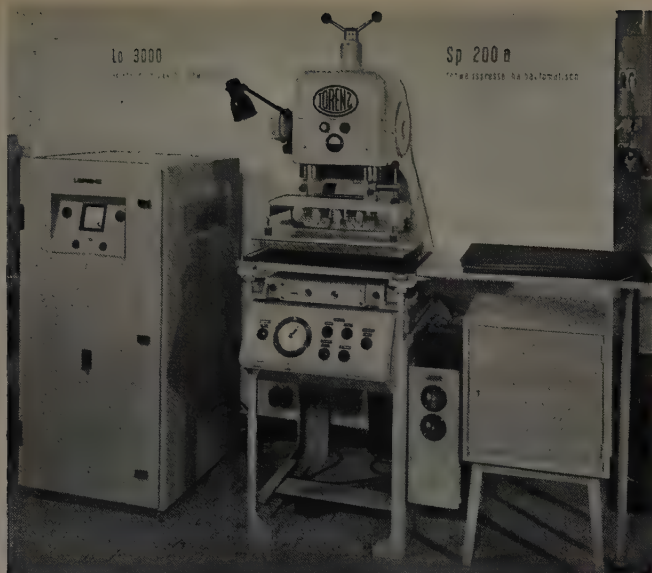
Zum Reinigen feinmechanischer Teile von Polierpaste oder verharzten Ölrückständen dient die Ultraschall-Waschmaschine, die für verschiedene Leistungen lieferbar ist. Bei Großanlagen bis zu 8 kW strahlen acht Schallköpfe die Energie ab.

Über die weitverbreiteten Geräte zur zerstörungsfreien Werkstoffprüfung nach dem Impuls-Echo- und dem Durchstrahlungs-Verfahren wurde bereits ausführlich berichtet (vgl. ELEKTRONISCHE RUNDschau, Bd. 9 (1955) Nr. 4, S. 135—138).

C. Lorenz AG

Bei der Standard-Anlage „Celoquick“ aus der Reihe der Lorenz-Schweißmaschinen ist der HF-Generator mit der Presse zu einem Aggregat vereinigt. Die automatisch arbeitende Presse „Celomat“ konnte sich schon in vielen Anwendungsgebieten bewähren und ist durch die weitgehende Automatisierung und Anpassungsfähigkeit an alle vorkommenden Verhältnisse besonders bemerkenswert. „SP 200a“ ist eine Weiterentwicklung der „SP 150e“ und arbeitet halbautomatisch, d. h., die Presse wird von Hand geschlossen und öffnet sich nach Ablauf der eingestellten Zeit selbsttätig.

Das Wärme-Impulsgerät „Celoform“ ist speziell zur Herstellung und für den Verschluß von Beuteln aus Kunststoff und zum Verschließen von gefüllten Kunststoffbehältern bestimmt. Die Presse arbeitet halbautomatisch mit Motorantrieb und ist durch Kippen um 90° in zwei Ebenen verwendbar, so daß sich gefüllte Beutel in der senkrechten Stellung verschließen lassen, die Herstellung jedoch in der Waagerechten erfolgt.



Schweißpresse „Sp 200 a“ mit 3-kW-HF-Generator „Lo 3000“ (Lorenz)

Die HF-Energie für die großen Pressen „Celomat“ und „SP 200 a“ liefert der HF-Generator „LO 3000“, der oberwellensicher ist und eine HF-Leistung von 3 kW abgibt.

H. Maihak AG

Ein interessantes Gerät für den Berg- und Schachtbau, für Erddruckmessungen an Stauanlagen usw. arbeitet nach dem Seitendehnungs-Meßverfahren. Jeder Geber enthält eine schwingfähig gespannte Stahlsaite als Meßsaite, die ein vom Empfangsgerät aus gesteuerter und vor ihr angeordneter Magnet zu gedämpften Eigenschwingungen anregt. Die Schwingungserregung kann wahlweise automatisch oder von Hand durch Betätigen einer Drucktaste erfolgen. Das Quadrat der Eigenschwingungszahl dieser Meßsaite ändert sich proportional mit der Dehnung des Prüfobjektes bzw. den auf das Prüfobjekt wirkenden Kräften.

Das Empfangsgerät enthält als Vergleichssaite ebenfalls eine geeichte Stahlsaite, deren mechanische Spannung und damit Eigenfrequenz mittels eines Drehknopfes auf die Frequenz der jeweiligen Meßsaite abgestimmt wird. Die Verstellung der Vergleichssaite ist an einer Skala abzulesen und ergibt mit der Eichkonstanten des Gerätes multipliziert die gesuchte Meßgröße.

Die mechanischen Schwingungen der Meß- und der Vergleichssaite werden in elektrische Schwingungen umgeformt und einer Elektronenstrahlröhre im Empfangsgerät zugeführt. An Hand der auftretenden Lissajous-Figuren ist die Frequenzgleichheit feststellbar.

Über die vorgenannten Anwendungen hinaus ist dieses interessante Meßprinzip auch zur elektronischen Drehmoment- und Leistungsmessung für Wellenantriebe aller Art geeignet. Die Spezialgeber „MDS 32...39“ werden auf die Antriebswelle aufgespannt und sind durch auswechselbare, in den Geber eingelegte Schneidenringe den verschiedenen Wellendurchmessern anzupassen. Die kurze Meßlänge von nur 70 bzw. 90 mm ermöglicht den Einbau selbst bei nur kleiner Wellenlänge. Die Geber arbeiten losfrei ohne jede Hebelmechanik. Die Verdrehung der Welle wird zwischen zwei Schneidenringen abgegriffen und als Längenänderung auf zwei schwingfähig gespannte Saiten übertragen, deren Eigenschwingungszahlen nach dem oben erwähnten Prinzip bestimmt.

Metrawatt AG

Der neue Grenzwertfühler für Schalttafel-Instrumente beeinträchtigt als rein elektronisch arbeitender Fühler die Funktionen des Anzeigeelementes nicht mehr. Die Einrichtung besteht im wesentlichen aus zwei Spulen, in deren Luftspalt ein vom Meßwerkzeiger getragenes Metallfähnchen beim Überschreiten des Grenzwertes eintaucht. Die dadurch bedingte Änderung der Gegeninduktion steuert mittels einer Oszillatorröhre einen Wechselstrom, der das Signal auslöst. Der Ansprechfehler liegt innerhalb von 1,5% der Skalenlänge.

Auch für registrierende Meßgeräte ist ein Grenzwertfühler lieferbar, der aber hier wegen des etwa tausendfachen größeren Drehmomentes als Schleifkontakt ausgebildet ist und bei Erreichen des Grenzwertes eine hohe positive Spannung an das Gitter eines Kaltkathoden-Thyratrons legt, wodurch die Röhre zündet und ein Quecksilberrelais erregt. Der durch den Schleifkontakt bedingte zusätzliche Reibungsfehler liegt innerhalb der Klassengenauigkeit.

Der selbsttätig arbeitende Gleichspannungs-Kompensator formt kleine Gleichspannungen in einen streng proportionalen Gleichstrom um, der zur Aussteuerung eines Linienschreibers ausreicht. Das Gerät ist auch als

Gleichstrom-Kompensator lieferbar. Der kleinste Meßbereich für einen Ausgangs-Gleichstrom von 5 mA ist 5 mV bzw. 5 μ A.

Hugo Miebach GmbH

Zur Verwendung in magnetventilbetätigten Reihen- und Einzelpunktschweißmaschinen ist das Ignitron-Schütz Typ „RÖ 44“ bestimmt. Da das Gerät rein elektronisch arbeitet, ergeben sich wesentliche Vorteile: eine höchste Punktzahl von 750/min ist jetzt erreichbar, da Verlustzeiten durch mechanische Schaltkontakte entfallen. Das Gerät hat vier einstellbare Zeiten, eine Impulssteuerung, eine Stromanstiegsregelung sowie eine Leistungsregelung durch Phasenanschnitt. Weiterhin enthält es einen Umschalter für Reihen-Einzelpunktschaltung. Als Ignitronröhren lassen sich sämtliche auf dem Markt befindliche Typen verwenden.

Pintsch Electro GmbH

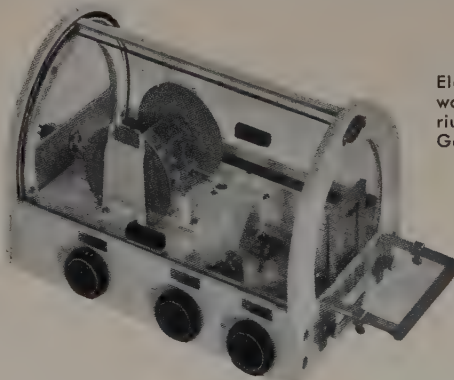
Für alle Aufgaben der elektronischen Antriebstechnik steht heute eine Typenreihe von Motorsteuerungsanlagen zur Verfügung, die nach dem Baukastenprinzip aufgebaut ist und damit alle Voraussetzungen für eine wirtschaftliche Fertigung bietet. In der Typenreihe stehen 15 Typen mit Normalleistungen von 0,4...40 kW zur Verfügung, die für Leistungen von 0,4...1,2 kW mit einphasiger, von 1,4...6,5 kW mit dreiphasiger und von 9...17 kW mit vierphasiger Gleichrichtung arbeiten. Für größere Leistungen wird ein dreianodiges Gleichrichtergerätfäß benutzt. Über die speziellen Eigenschaften dieser Steuerung wurde bereits berichtet (vgl. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 9 (1955), Nr. 4, S. 131).

SAF

Für vielfältige Regel- und Verstellaufgaben sind die als einheitliche Bauteile lieferbaren magnetischen Regelverstärker bestimmt. An einem Demonstrationsmodell konnte man sich von den erreichbaren Regelkennlinien und -bereichen und den vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten in der Technik überzeugen. Weitere Anwendungsgebiete der magnetischen Regelverstärker sind die Regelung von SAF-Trockengleichrichtern auf konstante Spannung oder konstanten Strom. Zahlreiche Stromversorgungseinrichtungen der Post wurden bereits mit diesen Anlagen ausgerüstet. Weiterhin sind Magnetverstärker als Gleichspannungs- und Gleichstromwandler hoher Genauigkeit sowie als Schaltdrosseln zur kontaktlosen Schaltung lieferbar.

Sartorius AG

Mit der elektronischen Mikrowaage lassen sich wegen der nahezu beliebig klein wählbaren Einstellzeiten außerordentlich schnelle Wägungen durchführen. Die Waage arbeitet nach dem Prinzip der automatischen Kompensation, bei dem durch einen selbsttätigen Regelvorgang das von dem zu bestimmenden Gewicht herrührende Drehmoment durch die entgegengerichtete Kraftwirkung eines elektrischen Stromes nahezu vollständig ausgeglichen wird. An dem in Spannbändern aufgehängten Waagebalken aus Quarz befindet sich eine kleine Drehspule, die sich im magnetischen



Elektronische Mikrowaage der Sartorius-Werke mit einer Genauigkeit v. 0,5%

Feld einer HF-Spule und eines Dauermagneten bewegt und sowohl als Indikator für die Lage des Balkens als zur Erzeugung des Drehmoments dient. Ein elektronisches Regelgerät wertet die von der Drehspule gelieferte Spannung aus und liefert den kompensierenden Strom an die Waage zurück. Der nach Einstellung des Gleichgewichts fließende Strom ist der Last streng proportional. Die Anzeige erfolgt mittels Zeigerinstrument oder Schreiber.

Die maximale Belastbarkeit ist 1 g, und es lassen sich drei Meßbereiche in den Grenzen von 100 μ g...5 mg für Vollausschlag einstellen. Die Anzeige-genauigkeit ist 0,5%, jedoch nicht besser als $\pm 1 \mu$ g.

C. Schenck GmbH

Mit der elektronischen Schenck-Kranwaage System „Baldwin“ sind jetzt auch Lasten elektrisch zu messen. Die betriebsfertige Einrichtung besteht aus der zwischen Kranhaken und Flasche eingebauten Kraftmeßdose (Dehnungs-Meßstreifen), die eine der Last proportionale Spannung abgibt und dem damit über ein Spezialkabel verbundenen Anzeigegerät mit Verstärker, der auch mit Additionszählwerk oder als kombiniertes Registrier-Anzeigegerät lieferbar ist. Die verschiedenen Typen sind für Tragfähigkeiten von 0,5...50 t bestimmt.



Schorch Werke AG

Auf einer übersichtlich angeordneten Tafel wurde das Verhalten der als Bauelemente serienmäßig hergestellten I-, PI- und PID-Regler demonstriert. Als Beispiel für die Anwendung eines I-Reglers diente eine Drehzahlregelung mit Schrittreger. Für die Stromregelung mit stetigem Regler fand der PI-Regler und für eine Drehzahlregelung mit stetigem Regler ein PID-Regler Verwendung. Der elektronische PID-Regler ist dadurch bemerkenswert, daß er eine praktisch unabhängige Einstellung des proportionalen, integralen und differentialen Anteiles erlaubt und somit allen Betriebsverhältnissen leicht anzupassen ist. Wegen seiner großen Verstärkung und seiner kleinen Zeitkonstante genügt er hohen Ansprüchen.

PID-Regler der Schorch-Werke AG mit unabhängiger Einstellung des proportionalen, integralen und des differentialen Anteiles

Siemens

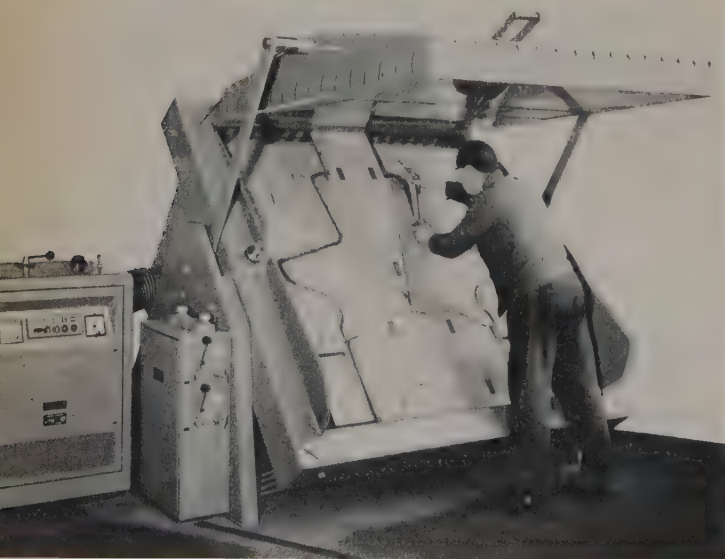
Für die Induktionserwärmung stellen die *Siemens-Schuckertwerke* Anlagen für Mittelfrequenz- und Hochfrequenzbetrieb her. Der im allgemeinen als Eingehäusemaschine mit zwei Lagern ausgeführte Umformer hat gegenüber der älteren Bauweise mit vier Lagern und gekuppelten Maschinen viele Vorteile. Das Lieferprogramm umfaßt hauptsächlich Maschinen für 500, 1000, 2000 und 10000 Hz bei Leistungen von 15 kVA bis 2900 kVA.

Eine Neuentwicklung ist eine vollständige Anlage zur Induktionserwärmung von Metallteilen, die aus einem HF-Generator und zwei Härteinrichtungen besteht, bei der während des Betriebes eine Leistungs- und Anpaßregelung im Bereich von 1:10 kontinuierlich möglich ist. Die Regelung erfolgt auf der HF-Seite, wodurch die Gewähr gegeben ist, daß bei Anpassung in jeder beliebigen Stellung des Reglers dem HF-Generator die volle Leistung zu entnehmen ist. Der Generator hat zwei Ausgänge, die wahlweise und unabhängig voneinander mit beliebiger Stellung des Regelgliedes zu betreiben sind. Diese Ausführung ermöglicht es, die Umrüstzeiten bei einem Härteprogramm mit verschiedenen Werkstücken erheblich abzukürzen.

Für Folienschweißung und zur Erwärmung von Preßmassen besteht der Arbeitsplatz z. B. aus einem HF-Generator für 2 kW Dauerleistung (27,12 MHz) und einer Schweißpresse mit einem Schweißdruck von 500 kg. Zum Anschluß der Arbeitsvorrichtung hat der Generator einen konzentrischen 60-Ohm-Ausgang. Die Presse mit einer Tischfläche von 420 mal 594 mm ermöglicht das Verschweißen von Formaten bis DIN A 2 und ist mit einer Hubbegrenzung (Einstellgenauigkeit 0,1 mm) ausgestattet. Mit einer Spezialvorrichtung läßt sich die Presse auch zum Verschweißen von Schaumstoffen verwenden.

Zum Vorwärmen von Preßmassen stehen zwei HF-Generatoren für Leistungen von 300 und 700 W zur Verfügung. Das kleinere Gerät reicht aus, um 110 g Preßmasse Typ 31 in einer Minute zu erwärmen, während der größere Typ in der gleichen Zeit 250 g Preßmasse schafft.

Für die Holzindustrie ist die HF-Kanten-Umleim-Presse „Vk 1810“ bestimmt. Ihre Einlegefläche ist 1800 x 1000 mm groß. Bemerkenswert an



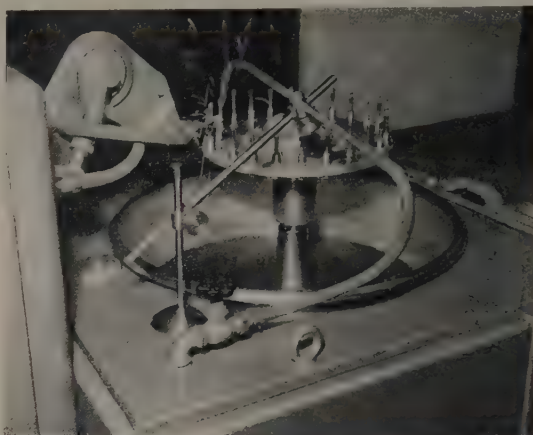
Die HF-Tischkantenumleimpresse „Vk 1214“ der Siemens-Schuckertwerke ist für Werkstücke bis zu einer Größe von 1250 x 1450 mm geeignet

dieser Konstruktion ist, daß die Presse keine beweglichen Elektroden hat. Während nach früheren Verfahren ein umständliches Anpassen an die einzelnen Fugen notwendig war, sorgt jetzt eine flächige Spezialanordnung von Elektroden dafür, daß alle Leimfugen gleichmäßig abbünden. Das Preßoberteil schließt sich hermetisch über einen Spindeltrieb und drückt beim Niederfahren die Kanten mit der Werkstückplatte bündig.

Eine Spezialpresse für die Tischindustrie ist der Typ „Vk 1214“ mit einer Einlegefläche von 1250 x 1450 mm; sie ist vor allem zum allseitigen Umleimen runder, halbovaler oder rechteckiger Tischplatten mit runden Ecken bestimmt.

Der 2 kW-HF-Generator „HG 6/2 k“ wird durch den neu entwickelten 5 kW-HF-Generator „HG 6/5 k“ ergänzt, der außer einer Dauerleistung von 5 kW auch eine Impulsleistung von 7 kW abgibt.

An Senderöhren für industrielle HF-Generatoren werden Anforderungen gestellt, die von denen in der Nachrichtentechnik erheblich abweichen. Für die immer größer werdenden Leistungen ist es deshalb zweckmäßig,



Drehtellerautomat „HLD 4“ der Siemens-Schuckertwerke

spezielle Generatorröhren zu entwickeln, die diesen speziellen Betriebsbedingungen angepaßt sind. Das Gitter der neuen Triode „RS 1061“ ist in Maschenkonstruktion aufgebaut und macht auch bei großen thermischen Belastungsschwankungen einen Gitter-Katodenschluß unmöglich. Ebenso ist die Katode in Maschenkonstruktion ausgeführt. Die Metallglasverbindungen der Elektrodenanschlüsse sind als Vacon-Anglasungen (Eisen-Nickel-Cobalt-Mangan-Legierung) ausgeführt, die gegenüber den Kupferanglasungen fünffache Knickfestigkeit und zehnfache Torsionsicherheit aufweisen. Die „RS 1061“ gibt bei 30 MHz 7 kW ab und ist für Bestückung von Generatoren von 5...15 kW Leistung bestimmt. Sie wird für Luft- und für Wasserkühlung gebaut und entspricht in Aufbau und Funktion weitgehend den Empfehlungen der US-Industrie für derartige Röhren.

Auf dem Gebiet der Senderöhren ist die Verdampfungskühlung eine beachtenswerte Neuerung. Zur Kühlung einer für diesen Zweck entsprechend hergerichteten 250-kW-Senderöhre wird im Gegensatz zu der bisher benutzten Kühlung durch vorbeiströmendes Wasser oder Luft hoher Geschwindigkeit nunmehr ein verhältnismäßig stationärer Vorgang verwendet, indem das die Anode umgebende Wasser durch die Verlustwärme der Röhre bis zum Siedepunkt erhitzt und der dadurch entstehende Dampf nach Abgabe der Wärme in einem Wärmeaustauscher als kondensiertes Wasser wieder zur Anode zurückgeführt wird. Die Kupferanode ist zur Vergrößerung ihrer Oberfläche mit gleichmäßig verteilten Höckern versehen, die nach bestimmten Grundsätzen ausgebildet sein müssen, um die Dampfblasen ungehindert aufsteigen zu lassen.

Eine interessante elektronische Einrichtung ist der „Cerberus“-Ionisationsmelder im Feuerschutz. Bei den sogenannten Maximal-Meldern, die auf Temperaturerhöhung ansprechen, muß der Brandherd eine gewisse, wenn auch geringe Ausdehnung erreichen, um die nötige Temperaturerhöhung herbeizuführen. Um selbst diese geringe Verzögerung noch zu vermeiden, nutzt der Ionisationsmelder außer der Temperaturerhöhung auch das Auftreten der Verbrennungsgase aus. Über ein Radiumpräparat wird die umgebende Luft ionisiert. Mischen sich die Verbrennungsgase mit der durch Radiumstrahlung ionisierten Luft, so verringert sich deren Leitfähigkeit, und diese Änderung wird für die Anzeige benutzt.

O. Single

Zum Vorwärmen von Preßmassen steht eine Serie von fünf HF-Vorwärmegeräten mit HF-Nutzleistungen von 75...900 W und zulässigen Füllgewichten für Preßmassen Typ 31 von 100...1000 g zur Verfügung. Das Gerät „HO 2000“ gibt eine HF-Nutzleistung von 2 kW ab und hat bei einem zwischen 15 und 45 mm verstellbaren Elektrodenabstand eine Elektrodenfläche von 300 x 200 mm.

Stabilovolt

Die früher gefertigten Mehrstrecken-Stabilisatoren sind heute weitgehend durch Einzelstrecken-Stabilisatoren ersetzt, weil diese Typen den besonderen Anforderungen besser entgegenkommen und geringere Toleranzen und kleinere Innenwiderstände erreichen lassen. Bei den neuen Typen „STV 150/60“ und „STV 150/60 E“ ist die Zündspannung so niedrig, daß der Einbau einer Zündelektrode nicht mehr notwendig ist. Die Zündspannung für diese Typen mit einer Brennspannung zwischen 140 und 160 V liegt maximal bei 165 V. Eine Neuentwicklung ist weiterhin der „STV 100/25 Z II“, der gegen den alten „STV 100/25 Z“ austauschbar ist, jedoch wegen des erheblich geringeren Innenwiderstandes bessere Stabilisierungseigenschaften aufweist.

Valvo GmbH

Die Reihe der Valvo-Fotozellen in Hochvakuumausführung und mit Gasfüllung sowie mit blau- oder rottempfindlichen Katoden ist jetzt durch einen Bleisulfidfotoleiter „61 SV“ mit hoher Empfindlichkeit im Infrarotgebiet erweitert worden. Der Empfindlichkeitsbereich liegt zwischen 0,3 und 3 μ , und es läßt sich noch eine Strahlungsleistung von $3 \cdot 10^{-9}$ W registrieren.

Für Brennspannungen von 85...150 V und für Querströme von 1...40 mA stehen jetzt Stabilisatorröhren in Miniaturtechnik zur Verfügung, die sich durch hohe Konstanz der Brennspannung und lange Lebensdauer auszeichnen. Ein Teil dieser Röhren enthält Katoden aus reinem Molybdän sowie einen Molybdänspiegel auf der Kolbenwand.

Speziell für die Verwendung in Industrie-HF-Generatoren sind jetzt im Senderöhrenprogramm zwei neue luftgekühlte Generatorröhren mit Leistungen von 6 kW (TBL 8/11) und 25 kW (TBL 12/25) enthalten. Weiterhin stehen für die Hochspannungsgleichrichtung zwei neue Quecksilberdampfgefüllte Hochvoltgleichrichterröhren DCG 6/18 (15 kV, 3 A) und DCG 7/100 (15 kV, 15 A) zur Verfügung.

Ignitronröhren werden jetzt mit Thermoschaltern zur Kühlwassersparnis und zum Schutz gegen Überlastung angeboten. Die elektrischen Daten der neuen Röhren PL 5551 A und PL 5552 A entsprechen ihren Vorläufertypen PL 5551 und PL 5552. Bei der Verwendung von Ignitronröhren in Widerstandsschweißgeräten tritt ein hoher Kühlwasserverbrauch dadurch auf, daß das Kühlwasser ständig fließt, auch wenn die Röhren nur zeitweise in Betrieb sind. Durch die neuen Ignitrontypen mit Thermoschalter läßt sich die gesamte Installation gegen Überlastung schützen und Kühlwasser bis zu 90% einsparen. In der Praxis arbeitet man beispielsweise bei einer Einphasenschweißmaschine mit zwei Ignitronröhren, von denen eine mit einem Kühlwasserthermostat und die andere mit einem Überlastungsschutzschalter ausgerüstet ist. Beim Einschalten des Gerätes werden die Röhren belastet, und es fließt zunächst kein Kühlwasser. Erreicht die Röhre eine Temperatur von etwa 38° C, dann schließt der Kühlwasserthermostat einen Stromkreis, der ein Magnetventil öffnet und Kühlwasser durch die Röhren fließen läßt. Die Kühlung dauert an, bis die Röhrentemperatur auf etwa 27° C gesunken ist, und in diesem Augenblick schaltet der Kühlwasserthermostat das Magnetventil ab und unterbricht die Wasserzufuhr. Erreicht die Röhre durch Überlastung oder Ausbleiben des Kühlwassers einen Wert von 50...52° C, dann schaltet der Überlastungsschutzschalter das Gerät ab.

Um eine sichere Funktion des Thermoschalters zu gewährleisten, ist die Innenwand des Stahlkolbens über einen rostfreien Stahlblock zwischen



Modell eines Ignitrons mit eingebautem Thermoschalter zur Regelung des Kühlwasserflusses und als Überlastungsschutz des Ignitrons (Valvo)

innerem und äußerem Röhrenmantel an eine Kupferplatte auf den äußeren Röhrenmantel geführt. Die Kupferplatte ist dabei mit dem Röhrenteil verbunden, der für Temperaturänderungen durch Lastschwankungen am empfindlichsten ist.

Die Thermoschalter stehen entsprechend ihren verschiedenen Aufgaben in zwei Typen zur Verfügung: „55305“ zur Begrenzung der Kühlwassertemperatur und zur Wassereinsparung, „55306“ als Überlastungsschutzschalter. Die Valvo-Thermoschalter sind auch für Röhren anderer Fabriken, die mit einer Kupferplatte ausgerüstet sind, verwendbar. Thermoschalter und Röhren sind so aufeinander abgestimmt, daß die Zahl der Schaltungen des Kühlwasserthermostaten und damit auch des Magnetventiles verhältnismäßig klein ist.

Neu im Lieferprogramm ist das Ignitron PL 5553 B für Ein- und Dreiphasenschweißbetrieb mit max. 2400 kVA Schaltleistung.

Neben der bekannten Klein-Thyratronröhre PL 21 ist jetzt auch der mechanisch höher beanspruchbare Typ 5727 mit einer Belastbarkeit von 10 A in Impulsmodulatorschaltungen lieferbar. Die PL 323 liegt in ihrer Leistungsfähigkeit zwischen der PL 17 und der PL 57 und ist dem amerikanischen Typ 3 C 23 äquivalent. Die Edelgas-Thyratronröhre PL 5554 hat unter der vorläufigen Bezeichnung OG 83 einen Paralleltyp mit Queck-

silberdampfzuführung bekommen, der speziell für Bühnenbeleuchtungsanlagen bestimmt ist.

Aus der Gruppe der Relaisröhren ist die Z 50 T neben der Miniaturröhre 5823 für Relais-schaltungen bereits bekannt. Neu erschienen ist die Z 70 U mit einer Zündspannung zur Hilfsanode von 145 ± 6 V und einer Brennspannung bei $I_A = 3$ mA von 118 ± 3 V. Die Zündspannung (Hilfsanode an Katode) ist ≥ 300 V. Kurzzeitig ist die Röhre mit 12 mA belastbar.

Die Geiger-Müller-Zählrohre 18503...18506 enthalten einen Halogenzusatz als Löschsubstanz und erreichen dadurch eine Erhöhung der Lebensdauer auf mindestens 10^{10} Zählungen. Je nach Ausführung sind diese Typen zur Messung von α -, β -, γ - oder Neutronenstrahlen verwendbar.

Eine interessante Meßdiode ist die 1 EA für 6,3 V, 270 mA indirekte Heizung. Bis 100 MHz sind Spannungen von 1000 V zulässig. Oberhalb 100 MHz

ergibt sich die zulässige Spannung zu $U = \frac{100}{f} 1000$ [V]. Der zulässige

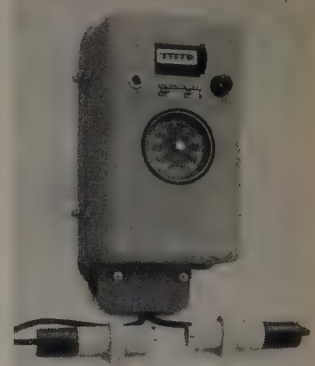
Spitzenstrom ist 5 mA. Die Röhrenkapazität liegt unter 0,5 pF; der Isolationswiderstand Anode — Katode ist größer als 10 000 MOhm.

Visolux, R. Siering GmbH

Aus dem vielseitigen Programm an Lichtsteuergeräten sei hier besonders das fotoelektrische Zählgerät „ZG 55 N“ erwähnt, das mit Lichtstrahlunterbrechung für den Zählvorgang arbeitet. Ein fünfstelliges mechanisches Zählwerk ist für 6 oder 10 Zählimpulse/s geeignet. Die Entfernung vom Lichtsender bis zum Lichtempfänger darf bis zu 2 m betragen.

Eine Spitzenleistung ist das Zählgerät „ZG 55 NS“, das besonders für hohe Trübungsempfindlichkeit entwickelt wurde und deshalb speziell zum Zählen von glasklaren und dünnen Materialien aus Cellophan, Klartglasscheiben, Zellglasfolie sowie Flüssigkeitstropfen geeignet ist. Im Gegensatz zu der sonst notwendigen Lichtstrahlunterbrechung genügt hier bereits eine relativ kleine Lichtstrahltrübung, um das Hochleistungszählwerk sicher ansprechen zu lassen. Die Entfernung zwischen Lichtsender und Lichtempfänger kann hier bis zu 300 mm betragen.

Aus dem weiteren Programm seien noch erwähnt das fotoelektrische Kantensteuerungsgerät „KS 54 N“, das Druckstandkontrollgerät „DKG IV 54“ sowie die verschiedenen Modelle von Lichtschranken und der fotoelektrische Dämmerungsschalter „DS 20“.



Lichtsteuergerät Visolux „ZG 55 NS“

Georg C. K. Withof GmbH

Die früher benutzten fotoelektrischen Regler sind bei den neuen Geräten durch elektronische Regler ersetzt. Die Stellung des Zeigers tastet eine elektronische Anordnung ab, die in der Art arbeitet, daß eine am Meßwerkzeiger angebrachte Leichtmetallfahne ein frequenzbestimmendes Glied eines HF-Schwingkreises bedämpft und dadurch den Schwingungszustand einer rückgekoppelten Röhre beeinflusst und so einen Schwingvorgang einleitet. Hierzu wird ein Teil der HF-Energie des Senders verwandt, bei dem die Amplitude klein wird, wenn der Zeiger seinen Sollwert erreicht hat. Die Energie des Senders wird gleichgerichtet und dazu benutzt, das Gitter eines negativ vorgespannten Thyratrons positiv zu machen und damit ein Relais einzuschalten. Die Ansprechempfindlichkeit des „Witro“-Reglers liegt bei etwa 0,1% des Skalenendwertes, während das Ansprechen praktisch verzögerungsfrei erfolgt. Bei Spannungsschwankungen von 200...240 V bleiben die Sollwertschwankungen unter $\pm 0,3\%$.

Bei dem Fallbügelregler („Wita“-Regler) dient ein sogenannter Impulskontakt zur besonders feinstufigen Regelung. Dieser Kontakt besteht aus einem mit der Abtastung des Reglers synchron laufenden Unterbrecherzeitrelais, dessen Quecksilberschaltrohre während eines bestimmten, einstellbaren Prozentsatzes der Abtastzeit eingeschaltet und während der restlichen Abtastzeit ausgeschaltet ist und dadurch den Strom über den Hauptkontakt vorzeitig unterbricht. Dieser Prozentsatz ist zwischen 0...85% einstellbar.

Hans J. Zimmer

Für die elektronische Prüfung der Gleichmäßigkeit von Textilfasern läuft das Prüfgerät kontinuierlich durch das HF-Feld eines Kondensators. Durch Aufzeichnung der Kapazitätsänderungen läßt sich daraus die Gewichtskurve des getesteten Materials ermitteln. Das Modell I des „Elitgraph“ ist ausschließlich für die Gleichmäßigkeitsmessung von Seide, Perlon und anderen endlosen Chemiefasern bestimmt, während Modell 2 den speziellen Erfordernissen der Prüfung von Gespinsten, Vorgarnen, Bändern entspricht.

—th

Fachtagung „Rauschen“

Die Fachgruppen „Allgemeine Bauelemente und Werkstoffe“, „Halbleiter“, „Röhren“, „Meßverfahren und Meßgeräte der Nachrichtentechnik“ und „Mikrowellengeräte“ in der Nachrichtentechnischen Gesellschaft im VDE veranstalteten vom 18. 4. bis 20. 4. 1955 in München eine Fachtagung „Rauschen“. Die ungewöhnlich rege Teilnahme von 400 Besuchern aus dem In- und Ausland zeigte die Aktualität des behandelten Themenkreises. Die nachstehenden Autorenreferate sollen einen kurzen Einblick in die Vielfalt der erörterten Fragen geben. Weitere Referate folgen im nächsten Heft.

K. Pöschl, Grundlegendes zur Behandlung von Schwankungserscheinungen

Rauschvorgänge, als sogenannte stationäre statistische Prozesse verstanden, werden in ihren statistischen Eigenschaften weitgehend durch zwei Funktionen beschrieben: Die Autokorrelationsfunktion $\varrho(\tau)$, d. i. der Mittelwert des Produktes der Werte der Schwankungsgröße zu zwei um die feste Differenz τ auseinanderliegenden Zeiten als Funktion von τ und das Leistungsspektrum $w(f)$ als eine Funktion der Frequenz f . Beide Funktionen sind Fouriertransformierte voneinander. Zur Kennzeichnung des Zusammenhangs zwischen zwei verschiedenen Schwankungsgrößen $x_1(t)$, $x_2(t)$ dient die Kreuzkorrelationsfunktion, d. i. der Mittelwert von $x_1(t)x_2(t+\tau)$ und ihre Fouriertransformierte $w_{12}(f)$, das komplexe Kreuzspektrum, oder auch der komplexe Korrelationsfaktor $w_{12}(f)/\sqrt{w_1(f)w_2(f)} = c_{12}$. Ist $|c_{12}| = 1$, wie für zwei kohärente, d. h. in fester Phasenbeziehung stehende Sinusfunktionen, so heißen $x_1(t)$ und $x_2(t)$ vollständig korreliert. Schwanken x_1 , x_2 unabhängig voneinander, so ist $c_{12} = 0$.

Am Beispiel der Ausbreitung von Rauschen längs ebener Elektronenströmen wird die praktische Bedeutung der Korrelationsfunktionen aufgezeigt. Die Rauschzahl einiger Typen von Höchstfrequenz-Elektronenstrahlröhren wird u. a. bestimmt durch den Korrelationsfaktor zwischen Strom- und Geschwindigkeitsschwankung im Potentialminimum des Strahlerzeugungssystems.

H. W. König, Hypothesenbildung beim Schroteffekt

Für die Entwicklung rauscharmer Verstärkerröhren, insbesondere solcher der Mikrowellentechnik, bildet die Erforschung der Schwankungsvorgänge in Elektronenströmungen eine unerläßliche Voraussetzung. Auf fallende Diskrepanzen zwischen den theoretischen Ergebnissen und den experimentellen Beobachtungen zeigen die Unvollkommenheit der diesbezüglichen Theorien. Die Hauptschwierigkeiten scheinen dort zu entstehen, wo die Theorie der Raumladungswellen an die statistischen Ergebnisse angeschlossen werden muß. An dieser Stelle ist der Hypothesenbildung ein verhältnismäßig weiter Spielraum gelassen.

Die einfachste Theorie geht von der Annahme aus, daß die Raumladungswelle des Rauschvorganges durch eine Geschwindigkeitsschwankung im Potentialminimum erregt wird. Obwohl so die Versuchsergebnisse einigermaßen richtig wiedergegeben werden, erweist sich diese Theorie manch wesentlicher Frage gegenüber als unzulänglich. Insbesondere erlaubt sie nicht, die Rauschminima im Elektronenstrahl einer Triftstrecke verständlich zu machen (Versuch von Cutler und Quate) und ihre Größe zu berechnen. Diese und andere Schwierigkeiten machen eine Modifikation notwendig, wobei die Voraussetzungen durch weitere Hypothesen zu ergänzen sind.

Die Erweiterung, die die Theorie der Raumladungswellen zuläßt, besteht in der Hinzunahme einer Stromschwankung bestimmter Größe. Hierdurch wird eine zweite Raumladungswelle erregt. Für die Frage der Überlagerung dieser beiden Wellen ist es wesentlich, die Korrelationsverhältnisse zwischen beiden Schwankungsvorgängen festzulegen. Gegenwärtig geht man vorwiegend von der Annahme der Inkohärenz aus. Die Erörterung der Folgerungen zeigt jedoch, daß dabei neue Schwierigkeiten entstehen. Sie lassen sich beheben, wenn man den Korrelationsfaktor zunächst offenläßt und nachträglich so bestimmt, daß die Diskrepanzen verschwinden.

G. Günther, Die physikalische Bedeutung der Autokorrelationsfunktion, illustriert an Wärmerauschen und schwarzer Strahlung

Die Autokorrelationsfunktion (AKF) eines statistischen Vorganges $f(t)$ ist definiert als

$$\varphi(\tau) = a \cdot \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T f(t)f(t+\tau) dt \quad (1)$$

Gewöhnlich setzt man die Konstante $a = 1$. Die AKF ist die Fourier-

transformierte des Leistungsspektrums (Leistungsdichte je Einheit der Frequenz), daher mit ihm äquivalent.

Wählt man a so, daß $\varphi(0) = 1$ wird (normierte AKF), so erhält $\varphi(\tau)$ einen einfachen physikalischen Sinn: Es ist der Leistungsfaktor, von sinusförmigen auf beliebige Vorgänge verallgemeinert. In der Starkstromtechnik ist der Leistungsfaktor gleich $\cos \vartheta$, und ϑ die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung. Auch im allgemeinen Falle kann man setzen

$$\begin{aligned} \varphi(\tau) &= \cos \vartheta(\tau) \\ \vartheta(\tau) &= \arccos \varphi(\tau) \end{aligned} \quad (2)$$

Dann ist $\vartheta(\tau)$ die verallgemeinerte Phasenverschiebung.

Bei rein statistischen Vorgängen ist

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} \begin{cases} \varphi(\tau) = 0, \\ \vartheta(\tau) = \frac{\pi}{2}, \end{cases} \quad (3)$$

d. h., $f(t)$ und $f(t+\tau)$ werden für $\tau \rightarrow \infty$ „orthogonal“ zueinander.

Im anderen Grenzfall $\tau \rightarrow 0$ wird $\vartheta(\tau)$ zu τ proportional wie bei einer Sinusschwingung mit einer bestimmten, für den statistischen Vorgang charakteristischen Frequenz. Diese ergibt sich gleich dem Trägheitsradius der Fläche des Leistungsspektrums, bezogen auf die Ordinatenachse.

1. Wärmerauschen

Die spektrale Leistungsdichte ist

$$\frac{dN}{df} = \frac{4hf}{e^{k\Theta} - 1} \quad (4)$$

N = Leistung, f = Frequenz, Θ = absolute Temperatur, $h = 6,62 \cdot 10^{-27}$ erg · s (Plancksche Konstante), $k = 1,38 \cdot 10^{-16}$ erg/grad (Boltzmannsche Konstante).

Man setze zur Normierung

$$\tau = \xi, \quad f = \eta, \quad f_0 = \frac{1}{\tau_0} = 2\pi \frac{k}{h} \Theta$$

Das normierte Leistungsspektrum

$$\Phi(\eta) = \frac{12\eta}{e^{2\pi\eta} - 1} \quad (5)$$

ist in Abb. 1 rechts für $\eta \geq 0$ gezeichnet; es ist spiegelbildlich in das Gebiet $\eta < 0$ fortgesetzt zu denken.

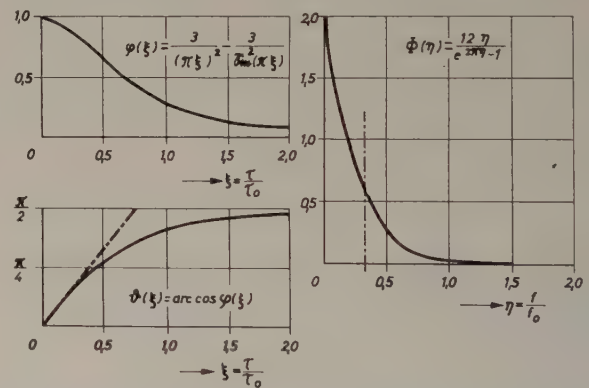


Abb. 1. Statistik des Wärmerauschens. Normiertes Leistungsspektrum $\Phi(\eta)$, normierte Autokorrelationsfunktion $\varphi(\xi)$ und Phasenwinkel $\vartheta(\xi)$ des Wärmerauschens; $f_0 = \frac{1}{\tau_0} = 2\pi \frac{k}{h} \Theta$

Die Fouriertransformation ergibt die AKF

$$\varphi(\xi) = \frac{3}{(\pi\xi)^2} - \frac{3}{\sin^2(\pi\xi)} \quad (6)$$

Abb. 1, links oben, darunter das zugehörige $\vartheta(\xi)$ mit strichpunktierter Anfangstangente, die normierte charakteristische Frequenz $\eta = 0,32$ als strichpunktierter Ordinate in $\Phi(\eta)$ (Trägheitsradius).

2. Schwarze Strahlung

Mit denselben Bezeichnungen wie unter 1. ist

$$\Phi(\eta) = \frac{120\eta^3}{e^{2\pi\eta} - 1} \quad (7)$$

Plancksches Strahlungsgesetz, Maximum bei $\eta = 0,45$.

* Nyquist, H., Phys. Rev. Bd. 32 (1928) S. 110

$$\varphi(\xi) = \frac{45}{\sin^4(\pi\xi)} + \frac{30}{\sin^2(\pi\xi)} - \frac{45}{(\pi\xi)^4} \quad (8)$$

ξ	$\varphi(\xi)$	$\vartheta(\xi)$
0	1	0
0,44	0	$\frac{\pi}{2}$
0,75	-0,30	$1,20 \cdot \frac{\pi}{2}$ (Extremwert)
∞	0	$\frac{\pi}{2}$

Normierte charakteristische Frequenz $\eta = 0,69$. $\Phi(\eta)$, $\varphi(\xi)$ und $\vartheta(\xi)$ sind in Abb. 2 dargestellt.

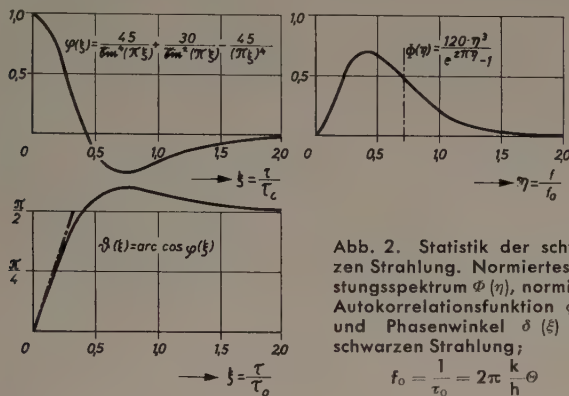


Abb. 2. Statistik der schwarzen Strahlung. Normiertes Leistungsspektrum $\Phi(\eta)$, normierte Autokorrelationsfunktion $\varphi(\xi)$ und Phasenwinkel $\vartheta(\xi)$ der schwarzen Strahlung;
 $f_0 = \frac{1}{\tau_0} = 2\pi \frac{k}{h} \Theta$

Zwischen beiden Vorgängen besteht enge Verwandtschaft: Die AKF der schwarzen Strahlung ist proportional zur negativen zweiten Ableitung der AKF des Wärmerauschens. Ist $f(t)$ ein Vorgang des Wärmerauschens, so ist die Ableitung $f'(t)$ ein möglicher Vorgang der schwarzen Strahlung. Die Funktionen $\varphi(\tau)$ und $\vartheta(\xi)$ sind eine wertvolle Ergänzung zum Leistungsspektrum. Sie geben Aufschluß über die „Feinstruktur“ des Vorganges, d. h. über die Größenordnung der Zeiten, in denen sich die Elementarvorgänge des Rauschens oder der Strahlung abspielen.

A. G. Th. Becking, H. Groendijk, K. S. Knol, Kennzeichnung der Rauscheigenschaften von Vierpolen.

Nicht alle physikalischen Eigenschaften von Elektronenröhren bei hohen Frequenzen und von Transistoren sind bekannt. Man kann deshalb aus ihnen nicht für jeden Wert der Quellenadmittanz mit genügender Genauigkeit den Rauschfaktor berechnen. Für die Beschreibung des Rauschverhaltens erscheint es zweckmäßig, die Röhren und Transistoren als Vierpole zu betrachten, wobei die inneren Rauschquellen durch zwei Rauschquellen am Eingang außerhalb des rauschfrei gedachten Vierpols berücksichtigt werden. Das Ersatzschaltbild ergibt sich aus Abb. 1, in der E eine Rauschspannungsquelle mit innerem Widerstand 0 ist und I eine Rauschstromquelle mit innerer Konduktanz 0 . Der Rauschfaktor kann nun sehr einfach berechnet werden, indem man das mittlere Quadrat der gesamten Rauscheinströmung von Röhre, Kreis Y_k und Signalquelle Y_q teilt durch dasjenige der Rauscheinströmung von der Signalquelle allein.

$$F = \frac{i_q^2 + i_k^2 + E(Y_k + Y_q) + J^2}{|i_q|^2}$$

Man kann E nämlich ersetzen durch eine Rauschstromquelle EY , wobei Y die gesamte Admittanz des Eingangs ist.

$$\begin{aligned} Y_q &= g_q + jb_q & Y_k &= g_k + jb_k \\ |i_q|^2 &= 4kTg_q\Delta f & |i_k|^2 &= 4kTg_k\Delta f \\ g &= g_k + g_q & b &= b_k + b_q \end{aligned}$$

Man findet

$$F = 1 + \frac{g_k}{g_q} + \frac{1}{4kTg_q\Delta f} \{ EE^* (g^2 + b^2) + JJ^* + g(EJ^* + E^*J) + jb(EJ^* - E^*J) \}$$

Es gibt also vier Größen, die den Rauschfaktor bestimmen und die alle gemessen werden können. Für die Messung braucht man vier Bestimmungen von F für vier verschiedene Werte von $g + jb$.

Man kann diese Gleichung für F in einfacherer Form schreiben, wenn man einführt: 1. den äquivalenten Rauschwiderstand R_a , definiert durch $EE^* = 4kTR_a\Delta f$, 2. die Suszeptanz b_{opt} , die man braucht, um bei Ände-

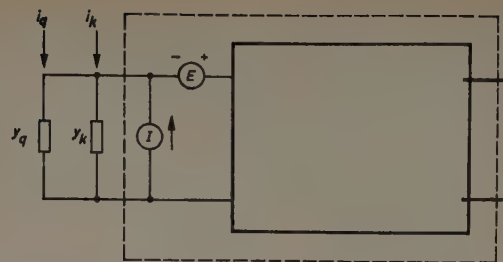


Abb. 1. Vierpol-Ersatzschaltbild zur Berechnung des Rauschverhaltens einer Röhre oder eines Transistors. E = Rauschspannungsquelle mit dem inneren Widerstand 0 ; I = Rauschstromquelle mit innerer Konduktanz 0

rung von b , F minimal zu machen. Es gilt $EE^* - E^*J = 2jb_{opt} \cdot EE^*$; 3. weiter kann man bei $g_k = 0$ auch einen optimalen Wert g_{opt} von g_q finden. Es gilt $JJ^* = (g_{opt}^2 + b_{opt}^2) EE^*$; 4. die Korrelationszahl ζ , definiert durch $EE^* + E^*J = 4kT\zeta\Delta f$, gibt zusammen mit b_{opt} ein Maß für die Korrelation zwischen E und J .

Wir erhalten somit für F die Formel

$$F = \left(1 + \frac{g_k}{g_q}\right) (1 + \zeta) + \frac{R_a}{g_q} [(g_k + g_q)^2 + g_{opt}^2 + (b - b_{opt})^2]$$

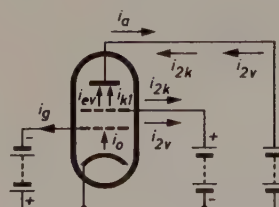
Die vier Rauschgrößen R_a , g_{opt} , b_{opt} und ζ sind rein formale Größen, mit deren Hilfe sich der Rauschfaktor berechnen läßt. Wie diese Größen von der Konstruktion der Röhren oder Transistoren abhängen, wäre an Hand einer physikalischen Theorie zu klären. Schließlich wird noch an einigen Beispielen gezeigt, wie man den Einfluß von Änderungen am Vierpol auf die Rauschgrößen berechnet.

M. J. O. Strutt, Rauschursachen und Rauschspektren in Elektronenröhren, Halbleiterdioden und Transistoren

Bei den Elektronenröhren beschränkt sich die Erörterung auf Hochvakuumdioden und -trioden konventioneller Bauart bis zu Frequenzen von einigen hundert Megahertz. Deshalb bleiben Gasröhren sowie Dezi- und Zentimeterwellenröhren spezieller Bauart (z. B. Wendelröhren) außer Betracht.

Durch Anwendung des Kirchhoffschen Satzes kann geschlossen werden, daß bei n -Elektroden-Röhren die Summe der Rauschströme, deren positive Richtungen nach außen angenommen werden, gleich Null ist. Hieraus erhellt, daß bei einer n -Elektroden-Röhre höchstens $n - 1$ voneinander unabhängige Rauschströme vorhanden sind. Analoge Schlüsse gelten für Rauschspannungen oder für Kombinationen von Rauschströmen und Rauschspannungen. Immer sind bei einer n -Elektroden-Röhre höchstens $n - 1$ voneinander unabhängige Rauschgrößen vorhanden. Diese sollen im allgemeinen dem Effektivwert und der Phase nach gegeben sein, so daß hierdurch bei n -Elektroden höchstens $2(n - 1)$ Rauschbestimmungsdaten für die vollständige Erfassung des Röhrenrauschens erforderlich sind.

Bei einer Hochvakuumdiode sind Exponentialbereich, Raumladungsbereich und Sättigungsbereich der Kennlinie gesondert zu berücksichtigen. In allen drei Bereichen ist ein „weißes“ (frequenzunabhängiges) Rauschspektrum vorhanden, falls das Produkt von Elektronenlaufzeit und mittlerer Kreisfrequenz des Rauschens klein gegen eins ist. Bei der Erörterung werden im Exponentialbereich Elektronen betrachtet, die nach Emission wieder zur Katode zurückkehren, und solche, die auf der Anode landen. Im Raumladungsbereich tritt infolge der Stauwirkung der Raumladung vor der Katode eine beträchtliche Schwächung des Anodenrauschstroms gegenüber dem Sättigungsbereich bei gleichem Anodenstrom auf. Im Sättigungsbereich gilt die Schroteffektformel von W. Schottky.



Zusammenstellung der Rauschströme in einer Tetrode. i_a = Anodenrauschstrom, i_k = Katodenrauschstrom, i_{ev} = Emissionsstrom, i_{kv} = Steuerroststrom, i_{2k} = Schirmgitterstrom, i_{2v} = Anodenstrom, i_{rk} = Anteil des Katodenrauschstroms, der zum Schirmgitter fließt, i_a = Anodenrauschstrom

Im Bereich hoher mittlerer Frequenzen des Rauschens müssen die von den Elektronen in den Elektrodenverbindungsleitungen induzierten Rauschströme berechnet werden. Hieraus ergeben sich dann die „resonanzähnlichen“ Rauschstromspektren.

Die Anwendung obiger Grundlagen auf Trioden und Mehrgitterröhren führt unmittelbar auf die Rauschspektren und Rauschursachen. Insbesondere tritt bei negativ vorgespannten Gittern das Influenzrauschen und bei positiv vorgespannten Gittern das Stromverteilungsrauschen auf.

Bei Hochvakuumfotzellen tritt das Diodensättigungsrauschen auf. Durch Gaszusatz erhöht sich dies infolge Ionisierung. Sekundärvervielfacher weisen ein zusätzliches Sekundäremissionsrauschen auf, das durch die gleichzeitige und zahlenmäßig schwankende Sekundäremission mehrerer Elektronen verursacht wird.

Bei Frequenzen unterhalb 1 kHz tritt der Funkeffekt auf, der ein f^{-1} -Rauschspektrum aufweist und durch Zentren mit exponentiell abklingender Emission mit über große Bereiche verteilten Zeitkonstanten verursacht wird. Hier tritt auch das Grenzschichtrauschen auf, das auf Halbleiterübergangswiderstände zwischen Metallunterlage und Emissionsschicht zurückzuführen ist.

Stromlose Halbleiter rauschen nach der Nyquistformel mit weißem Spektrum. Bei Stromdurchgang tritt ein Zusatzrauschen (Funkelrauschen) hinzu, das auf die Wirkung von Fangstellen zurückzuführen ist, die analoge Folgen haben, wie die Emissionszentren beim Funkeffekt. Das f^{-1} -Spektrum des Funkelrauschens wird analog gedeutet wie jenes beim Funkeffekt.

Im Bereich des weißen Rauschens muß bei Halbleiterdioden die Sättigungsrauschformel von W. Schottky auf den Vorwärts- und den Rückwärtsstrom angewandt werden. Messungen haben dies bestätigt.

Bei neueren Transistoren tritt der weiße Rauschspektrumsbereich bereits unterhalb 1000 Hz auf. Hier kann das Gesamttrauschen auf vier Ursachen zurückgeführt werden: Emissionsdiode, Kollektordiode, Basiswiderstand und Stromverteilung. Messungen haben dies bestätigt, wie im Vortrag von W. Guggenbühl ausführlich gezeigt wird.

H. Kosmahl, Induziertes Gitterrauschen

Bei raumladungsbegrenzter Stromemission kann bekanntlich das zwischen der Katode und dem Steuergitter liegende Potentialminimum als der Ausgangsort zweier primärer Rauschgrößen aufgefaßt werden: des raumladungsgeschwächten Konvektions-Schrotrstroms mit dem Effektivwert

$$i_o^2 = 2,58 k T_k S_{eff} \Delta f \quad \text{und einer Geschwindigkeitsschwankung} \\ v_o^2 = 4 \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \frac{e}{m} \frac{k T_k}{I} \Delta f.$$

Beide Schwankungsgrößen sind Ursache von influenzierten Rauschströmen i_g bzw. i_a , die in der Gitter- bzw. Anodenleitung fließen.

Für eine ideale Triode mit endlicher, homogener Austrittsgeschwindigkeit der Elektronen aus dem Potentialminimum — entsprechend der mittleren Temperaturspannung U_o — wird die Berechnung der Ströme i_g und i_a so durchgeführt, daß sowohl der Grenzfalle vollständiger Korrelation (Kohärenz) der Strom- und Geschwindigkeitsschwankungen wie auch der entgegengesetzte Fall vollständiger Inkohärenz von i_o und v_o gleichzeitig erfaßt werden. Davon ausgehend wird der frequenzabhängige Korrelationsfaktor der Ströme i_g und i_a berechnet, dessen Betrag bei Inkohärenz von i_o und v_o kleiner als 1 ist und mit steigender Frequenz abnimmt.

Ein genaues, nur eine gesättigte Rauschdiode und einen linearen Verstärker voraussetzendes Meßverfahren zur Messung von i_g wird angegeben. Aus den experimentellen Untersuchungen folgt eindeutig, daß eine Übereinstimmung zwischen Messung und Rechnung nur dann erzielt werden kann, wenn die Dichte und Geschwindigkeitsschwankungen im Potentialminimum als vollständig unkorreliert angenommen werden. Insbesondere ergeben sich aus der von Bakker [1] für den Gitterausstrom unter Voraussetzung voller Kohärenz von i_o und v_o aufgestellten Beziehung Werte, die um den Faktor 2...3 kleiner sind als die hier gemessenen. Da die von Bakker [1] gemessenen Werte sich im Gegensatz zu den Ergebnissen dieser Arbeit befinden, wird die Bakkersche Meßmethode einer Analyse unterzogen und die Diskrepanz aufgeklärt. Schließlich wird noch gezeigt, daß die totale, am Eingang einer Triode bei Resonanzabstimmung gemessene Rauscheinströmung praktisch allein durch i_g verursacht wird, so daß demgegenüber das von dem Leitwert G_m der Gesamtemissionsdämpfung [2, 3] hervorgerufene Rauschen vernachlässigt werden kann, solange der Abstand Gitter—Potentialmulde $\geq 50 \mu$ ist.

Schrifttum

- [1] Bakker, C. J.: Fluctuations and Electron Inertia, Physica, N. S. Bd. 8 (1941) S. 23—43
- [2] Rothe, H.: Die Grenzempfindlichkeit von Verstärkerröhren, T. III: Äquivalenter Rauschleitwert und Geräuschzahl. A.E.Ü. Bd. 8 (1954) S. 201—212
- [3] Rothe, H.: Die Theorie rauschender Vierpole und ihre Anwendung. Telefonenröhre (1955) (erscheint demnächst)

G. Bosse, Durchgang von Rauschspannungen durch nichtlineare Elemente

Wenn eine Rauschspannung allein oder zusammen mit einer Signalspannung einen Vierpol durchläuft, der nichtlineare Elemente, etwa Verstärkerröhren oder Gleichrichter, enthält, dann bildet sich aus den Komponenten des Eingangsspektrums eine unendliche Summe von Kombinationstönen. Die Berechnung dieser Kombinationstöne, d. h. die Berechnung des Spektrums der Ausgangsspannung setzt eine analytische Dar-

stellung der Kennlinie des verzerrenden Vierpols $u_2 = f(u_1)$ voraus. Man stellt die Kennlinie zweckmäßig in Form eines Integrals analog der bekannten Fourier- oder Laplace-Transformation dar

$$u_2 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} F(p) e^{pu_1} dp \quad F(p) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(u_1) e^{-pu_1} du_1$$

weil sich auf diese Weise auch Gleichrichter- und Begrenzerkennlinien einfach wiedergeben lassen.

Von den verschiedenen in der Literatur verwendeten Rechenverfahren, das Ausgangsspektrum $W_2(\omega)$ aus dem Eingangsspektrum $W_1(\omega)$ zu gewinnen, scheint das am bequemsten, das nicht unmittelbar mit den Spektren rechnet, sondern zunächst eine Beziehung zwischen den Autokorrelationsfunktionen von Eingangs- und Ausgangsspannung herstellt. Da Autokorrelationsfunktion $\Psi^*(t)$ und Leistungsspektrum $W(\omega)$ durch das Fourier-Integral

$$W(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi^*(t) e^{-j\omega t} dt \quad \Psi^*(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} W(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

miteinander verknüpft sind, ist damit auch der Zusammenhang zwischen $W_1(\omega)$ und $W_2(\omega)$ gegeben. Die Beziehung zwischen $\Psi_1^*(t)$ und $\Psi_2^*(t)$ hat die Form eines Doppelintegrals. Eine Reihenentwicklung führt zu einer Darstellung von $\Psi_2^*(t)$ als Potenzreihe von $\Psi_1^*(t)$

$$\Psi_2^*(t) = \sum_{\nu=0}^{\infty} \frac{\Psi_1^*(t)^\nu}{\nu!} \left[\frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} F(p) e^{\frac{1}{2} p^2 \Psi_1^*(0)} dp \right]^2$$

und ermöglicht eine relativ einfache numerische Auswertung.

R. Müller, Rauschen und Frequenzstabilität von Höchstfrequenzgeneratoren

Mit in der Hochfrequenztechnik üblichen Annahme, die Ausgangsspannung eines Generators sei eine rein sinusförmige Schwingung, ist man unter Umständen nicht in der Lage, die rauschmäßigen Eigenschaften eines Übertragungssystems zu erklären. Es ist dazu vielmehr notwendig anzunehmen, daß der Oszillator selbst ebenfalls ein Rauschspektrum ausstrahlt. Infolge der Filterwirkung des frequenzbestimmenden Kreises im Oszillator klingt dieses Spektrum mit zunehmendem Abstand von der Trägerschwingung relativ rasch ab. Bei Höchstfrequenzgeneratoren jedoch ist die Breite des Spektrums groß genug, um störende Einflüsse hervorzurufen. So werden beispielsweise in einem Überlagerungsempfänger Rauschstörungen im Abstand der Zwischenfrequenz vom Träger mit diesem überlagert und ergeben direkt eine Erhöhung der Rauschzahl des Empfängers. In Radargeräten (Dopplerradar) machen sich solche Rauschschwankungen wegen der extrem niederen Zwischenfrequenz noch viel störender bemerkbar.

Theoretische Untersuchungen zeigen, daß sich die Schwankungen aus drei verschiedenen Komponenten zusammensetzen können. Das diesen Überlegungen entsprechende Modell eines rauschenden Generators sieht dann folgendermaßen aus: Außer der Signalspannung wird ein Rauschspektrum erzeugt, wie es allgemein bei Röhren betrachtet wird. Zusätzlich weist die Signalspannung Schwankungen in ihrer Amplitude und in ihrer Phase auf. Die Beschreibung der einzelnen Rauschkomponenten geschieht zweckmäßigerweise durch die Angabe ihrer quadratischen Mittelwerte. Eine genauere Beschreibung ist möglich, wenn das Leistungsspektrum dieser Rauschkomponenten bestimmt wird.

Zwischen den einzelnen Komponenten kann eine Korrelation bestehen, deren Kenntnis notwendig ist, um die in einem Übertragungssystem auftretende Verschlechterung der Rauschzahl durch Oszillatorrauschen bestimmen zu können.

Zur Beschreibung des Gesamttrauschens eines HF-Generators verwendet man häufig das Verhältnis von Trägerleistung zu Rauschleistung. Dieses Träger-zu-Rauschverhältnis ist eine sehr anschauliche und auch leicht zu messende Größe. Sie reicht jedoch nicht aus, um den Generator in bezug

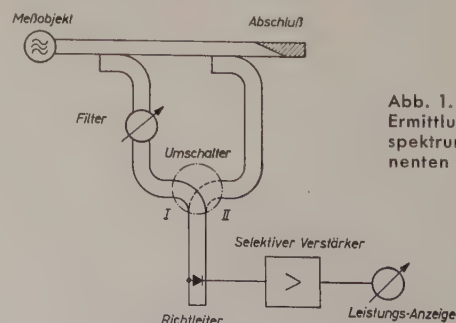


Abb. 1. Meßanordnung zur Ermittlung des Leistungsspektrums der Rauschkomponenten eines HF-Generators

auf sein rauschmäßiges Verhalten voll zu beschreiben. Dazu ist die Angabe der oben erwähnten drei Rauschkomponenten erforderlich.

Die Messung des Leistungsspektrums dieser einzelnen Komponenten erfolgt im Prinzip in einer Anordnung, die in Abb. 1 dargestellt ist. Das rauschende Signal gelangt an einen HF-Gleichrichter, an dessen Ausgang ein selektiver Verstärker angeschlossen ist. Der Kristallgleichstrom dient als Maß für die Trägerleistung, und die Wechselstromkomponenten ermöglichen die Ermittlung des Rauschspektrums. Gelangt das HF-Signal über ein verstimmtes Filter an den Gleichrichter, so kann aus den Schwankungen im Kristallstrom auf die Frequenzschwankungen geschlossen werden, während im Fall der direkten Speisung ohne Filter nur die Amplitudenschwankungen für den Wechselstrom im Gleichrichter verantwortlich sind.

Die Messungen zeigen, daß sich die Schwankungen der Amplitude und Frequenz des Generators als Modulation eines reinen Trägers durch Rauschschwankungen erklären lassen. Diese Anschauung weist auf verschiedene Möglichkeiten hin, den störenden Einfluß des Oszillatorrauschens herabzusetzen, und zwar sowohl vom schaltungstechnischen Standpunkt als auch von seiten des Röhrenbaues.

A. N. Diddens, F. L. H. M. Stumpers, J. Volger, Das Rauschen eines keramischen Halbleiters, dessen Widerstand von der Frequenz und vom Magnetfeld abhängig ist

Es gibt eine Reihe interessanter oxydischer Verbindungen des Mangans und des Kobalts [1, 2], die in der Perowskitstruktur kristallisieren. Sie sind bisher nur in keramischer Form hergestellt worden. Für die allgemeine Formel sei XMnO_3 angeschrieben. X kann ein dreiwertiges Ion sein, wie La^{3+} , aber man kann auch Mischkristalle mit zwei- und dreiwertigen X-Ionen herstellen, z.B. $(\text{La}_{1-\delta}\text{Sr}_\delta)\text{MnO}_3$. Mangan ist infolge dieser Substitution in Form einer Mischung drei- und vierwertiger Ionen vorhanden. Diese Manganite sind ferromagnetisch und weisen eine elektronische Halbleitung auf.

Die Elektrizitätsleitung zeigt einige Merkwürdigkeiten [4], die wohl mit der vielkristallinen (keramischen) Beschaffenheit der Substanz zusammenhängen und die uns veranlaßt haben, das Rauschen zu untersuchen. Wir beschränken uns im folgenden auf $(\text{La}_{0,9}\text{Sr}_{0,1})\text{MnO}_3$. Bei tieferen Temperaturen erscheint ρ als sehr frequenzabhängig mit einer

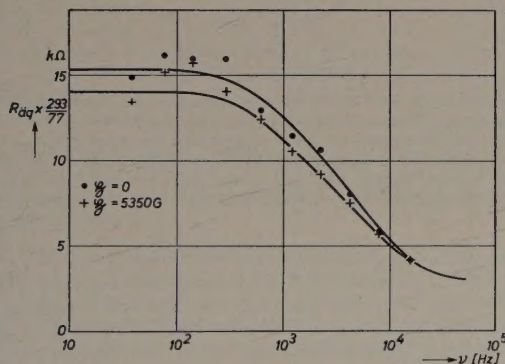


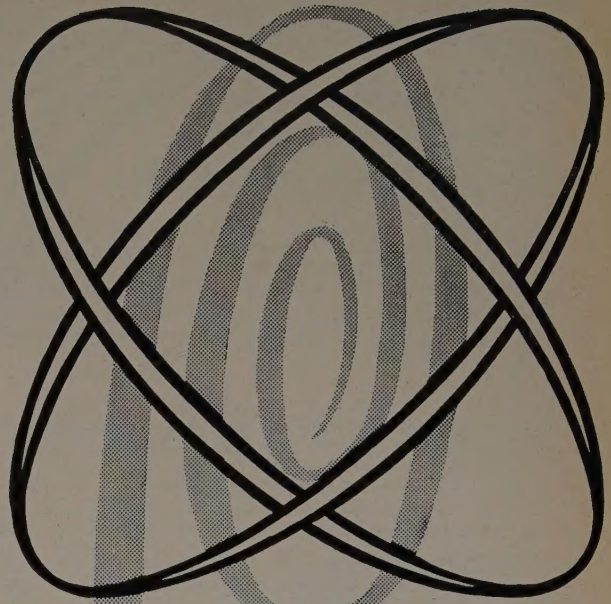
Abb. 1. Stromrauschen eines Manganitwiderstandes in Abhängigkeit von der Meßfrequenz ν und dem Magnetfeld H

Relaxationszeit von etwa 1 ms, und überdies wurde eine sehr große Dielektrizitätskonstante ϵ (bis 10^5) gefunden. Dies kann dem relativ hohen Widerstand kristallographisch ungeordneter Gebiete und dünner Schichten zwischen den Kriställchen zugeschrieben werden. ρ wird von einem Magnetfeld beträchtlich verringert (bis etwa 15%), doch ist dieser Effekt frequenzabhängig, er verschwindet bei solchen Frequenzen, bei denen auch die Dispersion von ρ aufhört. Die Analyse hat gezeigt, daß die magnetische Widerstandsänderung nur in den genannten Schichten stattfindet. Ähnliche Effekte wurden für die Spannungsabhängigkeit gefunden.

Es ist nun das Rauschen eines solchen Widerstandes zwischen 40 und 16000 Hz bei 77° K untersucht worden.

A. Das thermische Rauschen wurde bestimmt bei $H = 0$ und $H = 5350$ G. R_{aq} war sehr frequenzabhängig und wurde durch das Magnetfeld ver-

kleinert. Die Werte $\frac{293}{77} \cdot R_{aq}$ waren hinsichtlich der Frequenzabhängigkeit in guter Übereinstimmung mit den auf einer Meßbrücke bei den verschiedenen Frequenzen gemessenen Werten R des Widerstandes. Die aus der verkleinerten Rauschspannung hervorgehende magnetische Widerstandsänderung verschwindet, ebenso wie die unmittelbar gemessene bei höheren Frequenzen. Diese Übereinstimmung sollte man natürlich erwarten, denn man weiß, daß das thermische Rauschen wegen der



Elektronik

Dieser Markenname kennzeichnet unsere elektronischen Spitzenerzeugnisse:

- Antennen-Anlagen für Einzel- u. Gemeinschaftsempfang in allen Bereichen;
- RADARTHERM-Mikrowellen- und UKW-Therapiegeräte;
- OMNITON-Volltransistor-Hörgeräte;
- ULTRABLITZ-Geräte für Fotografen;
- DIKTOMAT-Bürodiktiergerät;
- GIGAFON, tragbarer Verstärker und Lautsprecher;
- KF 54, Funksprechgerät für Kfz.

Der Schriftzug **Elektronik** und das Bildzeichen sind uns als Warenzeichen geschützt.

Elektronische Geräte mit diesem Zeichen verdienen Ihr Vertrauen.



DEUTSCHE ELEKTRONIK GMBH

(BISHERIGER NAME: BLAUPUNKT ELEKTRONIK GMBH)

Berlin-Wilmersdorf und Darmstadt

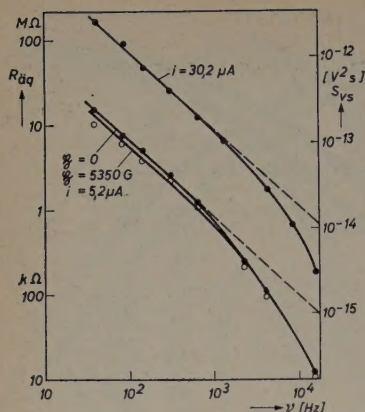


Abb. 2. Stromrauschen eines Manganitwiderstandes in Abhängigkeit von der Meßfrequenz ν , dem Magnetfeld H und der Stromstärke i

thermodynamischen Zusammenhänge proportional dem realen Teil R der Impedanz der Probe ist, gemäß der Nyquistschen Formel

$$dV^2 = S_{Vth} d\nu = 4kTR d\nu$$

Es ist jedoch vielleicht interessant, den Fall, daß R in so deutlicher Weise von ν und besonders von H abhängt, experimentell zu prüfen.

B. Das Stromrauschen keramischer Halbleiter (Thermistoren usw.) wird oft einer bestimmten inhomogenen Struktur zugeschrieben, und es erschien interessant zu untersuchen, wie sich der Manganitwiderstand in dieser Hinsicht verhält, weil man hier etwas von den Übergangsschichten zwischen den Kriställchen weiß. Es wurde gefunden, daß das Rauschen mit der Meßfrequenz ν und mit dem Magnetfeld H abnimmt und mit dem Gleichstrom i zunimmt. Abb. 1 zeigt einige charakteristische Meßkurven. Die Spektraldichte S_{VS} und R_{aq} sind verbunden durch

$$S_{VS} = 4kTR_{aq} = 1,62 \cdot 10^{-20} \cdot R_{aq} \quad (S_{VS} \text{ in } V^2/s; R \text{ in Ohm})$$

Folgende Merkwürdigkeiten fallen auf.

Frequenzabhängigkeit: Das Spektrum ist nicht ganz genau ein $1/\nu$ -Spektrum (wie man es oft findet). Es ist $dV^2 \sim \nu^{-0,9}$ bei niedrigen Frequenzen. Überdies senken sich die Kurven oberhalb 10^3 Hz etwas, aber die Abweichungen von den extrapolierten Werten können als die Frequenzabhängigkeit des Widerstandes R gedeutet werden.

Abhängigkeit vom Magnetfeld: Es ist eine systematische Abnahme von R_{aq} in H gefunden worden, und zwar bei niedrigen Frequenzen stärker als bei höheren. Auch dieser Umstand weist darauf hin, daß S_{VS} mit R zusammenhängt.

Stromabhängigkeit: Im Mittel war $S_{VS} \sim i^{1,5}$, jedoch ging es bei niedrigeren Frequenzen mit einer niedrigeren Potenz, bei höheren Frequenzen mit einer höheren. Die Meßergebnisse können zusammengefaßt werden durch

$$S_{VS} = K(\nu, H) \cdot i^\alpha \cdot \nu^{-\beta}$$

wobei $\alpha = 1,3 \dots 1,7$; $\beta = 0,90$ und K proportional dem Widerstandswert R bei der Meßfrequenz ν im Magnetfeld H ist.

Schrifttum

- [1] Jonker, G. H., u. van Santen, J. H.: Physica Bd. 16 (1950) S. 337—349
- [2] Jonker, G. H., u. van Santen, J. H.: Physica Bd. 19 (1953) S. 120—130
- [3] van Santen, J. H., u. Jonker, G. H.: Physica Bd. 16 (1950) S. 599—600
- [4] Volger, J.: Physica Bd. 20 (1954) S. 49—66

W. Guggenbühl, Messungen über das Rauschen von Flächendioden und Flächentransistoren im Bereich des weißen Rauschens

Mit dem Verschwinden des Funkelrauschens ($1/f$ -Spektrum) oberhalb etwa 1000 Hz bei Transistoren ist die theoretische Mindestgrenze des Rauschens dieser Schaltelemente erreicht worden. Die Untersuchung der verbleibenden Rauschquellen wurde an ausgesuchten Flächentransistoren, diejenige der spontanen Schwankungen von Dioden an Emissions- oder Kollektorkontakten und an eigentlichen Flächendioden durchgeführt.

Wenn man den Strom einer pn -Flächendiode nach dem Gesetz

$$I = I_0 (\exp(eU/kT) - 1) \quad (1)$$

(e = Elektronenladung, k = Boltzmannsche Konstante, T = absolute Temperatur) als Kombination zweier gegeneinandergerichteter Ströme mit verschiedenen Entstehungsursachen auffaßt, so kann jedem nach der Gleichung von W. Schottky ein Rauschstrom zugeordnet werden. Die Addition dieser beiden Rauschstromquadrate ergibt für das Rauschen einer pn -Diode

$$\bar{i}_r^2 = 2eI_0 (\exp(eU/kT) + 1) \Delta f \quad (2)$$

Die Gültigkeit dieser Gleichung wurde experimentell sowohl in Fluß- wie in Sperrichtung sehr gut bestätigt.

Beim Rauschen von Transistoren darf nicht einfach die obige Diodentheorie auf die beiden Kontakte angewendet und die resultierenden Rauschstromquadrate addiert werden. Wohl gilt die besprochene Theorie für den Emissionskontakt (Quelle i_{re} im Ersatzschaltbild), die Startbedingungen der Minderheitsträger beim Durchlaufen der Kollektorsperrichtung sind jedoch wesentlich andere, und es wird dort kein zusätzliches Rauschen mehr erzeugt. Die einzigen am Kollektor zu berücksichtigenden Rauschquellen sind der Sättigungsstrom I_{ko} , dessen Rauschen durch die Quelle $i_{rko}^2 = 2eI_{ko} \Delta f$ berücksichtigt ist und ein Verteilungsrauschstrom $i_{rv}^2 \approx 2eI_e \alpha (1 - \alpha) \Delta f$, der in Analogie zur Theorie bei Tetroden der Stromverteilung des Emissionsstromes I_e auf die Basis und Kollektorelektrode zugeschrieben werden muß (α = Stromverstärkungsfaktor). Schließlich liefert auch der Zuleitungswiderstand R_b zur eigentlichen Basis zwischen den Kontakten einen Beitrag u_{rb} , der nach der Nyquistschen

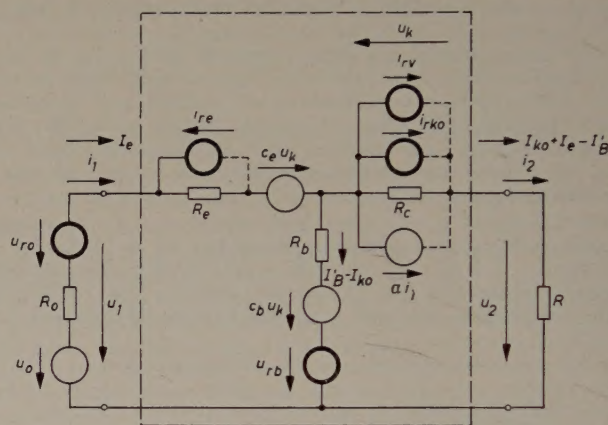


Abb. 1. Rauschersatzschaltbild eines Flächentransistors mit einer Signalquelle (Quellenspannung u_0 , Quellenwiderstand R_0 , Rauschquelle u_{r0}) am Eingang und einem Belastungswiderstand R am Ausgang. Die Rauschquellen sind durch dicke Kreise dargestellt. Dünn gezeichnete Kreise sind die Quellen des Wechselstromersatzschaltbildes. Die Quellen $c_e u_k$ und $c_b u_k$ berücksichtigen die Modulation von Basisschichtdicke bzw. -widerstand durch die Kollektorspannung

Formel für das Widerstandsrauschen berechnet wird. Diese vier Quellen ergeben das in Abb. 1 dargestellte Rauschersatzschaltbild eines Flächentransistors. Dieselben Ergebnisse können aber auch mit einem anderen Ersatzschaltbild erhalten werden. Die einzelnen Rauschquellen wurden gemessen und in guter Übereinstimmung mit der Theorie befunden.

Damit ist es möglich geworden, den Rauschfaktor von Transistorvierpolen mit Hilfe von meßbaren Größen des Ersatzschaltbildes zu berechnen. Für die Grund- und Emissionsschaltung (Basis- bzw. Emissions- elektrode gemeinsam an Eingang und Ausgang) folgt für den Rauschfaktor

$$F = 1 + \frac{R_b}{R_0} + \frac{R_e}{2R_0} + \frac{(R_e + R_b + R_0)^2}{2R_e R_0 \alpha^2} \left[\frac{I_{ko}}{I_e} + \alpha(1 - \alpha) \right] \quad (3)$$

wenn $R_e \gg R_b, R_0$.

Die Formel für die Kollektorschaltung weicht nur unwesentlich von (3) ab. F weist sowohl als Funktion von R_0 und von I_e ein Minimum auf (R_0 ist der Signalquellenwiderstand).

Da (3) für alle drei Schaltungstypen praktisch übereinstimmt, ist es zunächst gleichgültig, welche Schaltart verwendet wird; aus Gründen der Leistungsanpassung ist aber die Emissionsschaltung vorzuziehen. Als Ziel für den Entwurf rauscharmer Transistoren muß ein großer Stromverstär-



DEUTSCHE INDUSTRIEAUSSTELLUNG BERLIN 1955 · 24. IX. BIS 9. X.

Anmeldeschluß 15. Juni

kungsfaktor α und ein kleiner Basiswiderstand R_b angestrebt werden. Es sind wesentliche Fortschritte zur Verkleinerung von R_b erzielt worden. Ein Vergleich mit dem Rauschen von Trioden zeigt, daß der Eigenstörpegel von Flächentransistoren heute auf dem von Trioden angelangt ist, daß gute Transistoren mit den besten Trioden konkurrieren können, daß aber die Betriebsarten der beiden Verstärkertypen ganz andere sein müssen, wenn minimales Rauschen erreicht werden soll.

F. Ring, Definition und Messung der Geräuschleistung in Fernsprechverbindungen

Eine genaue Festlegung des zulässigen Geräusches in Fernsprechleitungen ist für die Entwicklung der Bauelemente der Trägerfrequenz- und Richtfunkgeräte wesentlich. Nur so ist es möglich, daß an jeder Stelle einer Fernsprechverbindung der angemessene Aufwand getrieben und bei einer Reihenschaltung der einzelnen Leitungsabschnitte die vorgesehene Geräuschtoleranz nicht überschritten wird. Das durch thermisches Rauschen und Röhrenrauschen verursachte Grundgeräusch läßt sich aus den Eingangspegeln an den Zwischenverstärkern berechnen. Das Nebensprech- und Klirrrausch einer Vielkanalverbindung ist von der Sprechbelastung des Systems abhängig, die bei der Berechnung des Geräusches durch eine äquivalente, gleichmäßig verteilte Rauschleistung ersetzt werden kann. Genaue Angaben für die zulässige Geräuschleistung in Weitverkehrsleitungen sind durch CCIF-Empfehlungen (Florenz 1951) festgelegt worden. Die über ein Bewertungsfilter gemessene Geräuschleistung am Ende einer 2500 km langen Trägerfrequenz-Weitverkehrsleitung soll 10 000 pW am relativen Pegel 0 des Sprechkreises während der Hauptverkehrsstunde höchstens mit 1% Wahrscheinlichkeit erreichen. (Es ist also eine Sprechbelastung des Systems zugrunde zu legen, die mit 1% Wahrscheinlichkeit erreicht wird.) Hiervon werden 7500 pW (d. h. 3 pW/km) dem aus der Leitung stammenden Geräusch und 2500 pW dem durch die Endstellen und Umsetzereinrichtungen verursachten Geräusch zugebilligt. Es ist ein Bezugssprechkreis anzunehmen, der bei einem Koaxialsystem insgesamt 36 Modulationsstufen in jeder Richtung enthält. Für die einzelnen Stufen können nur kleine Geräuschbeiträge, z. B. 50 bis 100 pW, zugelassen werden.

Durch eine solche in einzelne gehende Aufteilung des zulässigen Geräusches erhält man die Grundlagen für die Dimensionierung der elektrischen Eigenschaften der Modulatoren, Verstärker usw. und für die Aufstellung entsprechender Pflichtenheftbedingungen. Bezugssprechkreise sind auch für Trägerfrequenzsysteme auf symmetrischen Leitungen und Richtfunklinien angegeben worden; ob hierbei die gleiche Geräuschtoleranz eingehalten werden kann, ist noch Gegenstand neuer CCIF-Fragen. Da man bei diesen Systemen mit einem stärker schwankenden Leitungsgeräusch rechnen muß, sind u. U. etwas andere Bedingungen zweckmäßiger, die neben dem Leistungsmittelwert des Geräusches auch noch die zulässige Schwankung des Geräusches berücksichtigen und für sehr kurzzeitige Geräuschmaxima eine etwas größere Toleranz vorsehen.

H. Schnitzer u. D. Weber, Über einen Gasentladungsrauschgenerator mit Verzögerungsleitung

Für Wellenlängen zwischen 18 und 28 cm steht z. Z. kein zuverlässiges Rauschnormal zur Verfügung, da Gasentladungsrauschquellen mit Wellenleitern in diesem Bereich zu lang sind und Geräte mit den z. Z. vorhandenen Rauschdioden hier bereits merkliche Fehler aufweisen können. Es wurde daher versucht, Gasentladungsrauschquellen auch noch für längere Wellen als 18 cm dadurch verwendbar zu machen, daß statt der bisher benutzten Wellenleiter Verzögerungsleitungen angewendet werden. Am geeignetsten erscheinen hierfür die von den Wanderfeldröhren her bekannten Wendelleitungen. Es ist hierbei nicht notwendig, die Wendel direkt in das Plasma einer Gasentladung zu bringen, sondern es erweist sich als genügend wirkungsvoll, eine Wendel um den Teil einer Gasentladungsröhre zu wickeln, der von der positiven Säule der Entladung erfüllt ist. In Übereinstimmung mit Messungen ergibt sich, daß bei vorgegebener Gasentladung die geforderte Dämpfung von etwa 20 dB an beiden Enden des Arbeitsbereiches des Generators mit der kürzesten Wendellänge erreicht wird, wenn die Wendel das Glasgefäß ganz eng umschließt und die Steigung der Wendel so bemessen wird, daß die Phasenwellenlänge in Richtung der Achse gerade gleich dem Wendelumfang ist. Bei den verwendeten engen Röhren ergeben sich hieraus Wendelabmessungen, wie sie für den gleichen Arbeitsbereich in Wanderfeldröhren für etwa 500...1000 V Strahlspannung benutzt werden. Die erforderlichen Stromstärken der positiven Säule liegen bei einigen mA und können daher leicht mit Glimmentladungskatoden hergestellt werden. Für den Druck wird in Übereinstimmung mit der Theorie der Gasentladungen ein optimaler Wert gefunden, der in dem vorliegenden Wellenbereich in Helium bei etwa 4 Torr liegt. Ein praktisch ausgeführtes Gerät liefert eine Rauschleistung von etwa 250 kT, die weitgehend unabhängig von der Stromstärke ist und vom Abschluß am entgegengesetzten Ende der Wendel bei einer Wendellänge von nur 12 cm. Da im allgemeinen bereits Rauschleistungen von etwa 20 kT ausreichend sind, ist eine so lose Ankopplung des Rauschgenerators möglich, daß Störungen durch Fehl-anpassung vernachlässigbar werden.



Ein sehr genauer,
dekadischer, brückenstablisierter

Meßgenerator MG-60

10 Hz...10 kHz

mit 4 Dekaden von 1 Hz...10 Hz...100 Hz...1 kHz
sowie zusätzlicher, prozentualer Feinverstimmung

Frequenzunsicherheit absolut $\leq 0,1\% \pm 0,5$ Hz
Frequenzwanderung $\leq 0,03\%$ / Std.
Klirrfaktor am Oszillator $\leq 0,2\%$
Konstanz der Spannung $\geq \pm 2\%$

Besondere Merkmale: Hohe Frequenzgenauigkeit
und Spannungskonstanz, geringer Klirrfaktor, einfache
rasche und eindeutige Frequenzeinstellung, sowie
Reproduzierbarkeit
jeder Einstellung
mit 0,1 %
Genauigkeit



WANDEL u. GOLTERMANN

RUNDFUNK- UND MESSGERÄTE REUTLINGEN/WÜRTT.

Elektronischer Rechenstanzer Type 604

eine Serienmaschine aus deutscher Produktion

Vielfach bewährt, auch in deutschen Großbetrieben, in

- ☐ Materialrechnung
- ☐ Lohnrechnung
- ☐ Kostenrechnung
- ☐ Verkaufsrechnung
- ☐ Versicherungsrechnung
- ☐ Bankrechnung

☐ und bei wissenschaftlichen Forschungsaufgaben




IBM DEUTSCHLAND

Internationale Büro-Maschinen Gesellschaft m.b.H.
Hauptverwaltung Sindelfingen bei Stuttgart

Studio Engineering for Sound Broadcasting

Herausgegeben von J. W. Godfrey. London 1955. Verlag Iliffe & Sons Ltd. 208 S. m. 108 Abb. und 9 ganzseitigen Kunstdrucktafeln. Preis in Ganzleinen geb. 25 s.

In der Reihe der bekannten Werke über die bei der BBC benutzte Technik erschien jetzt obiges Buch, das die Studiotechnik behandelt. Es ist zu begrüßen, daß damit die internen Vorschriften der BBC einem größeren Interessentenkreis zugänglich werden und damit Elektroakustikern, Übertragungsingenieuren und Tonmeistern wertvolle Hinweise und Anregungen geben.

Nach einem Überblick über die elektroakustische Übertragungskette und die erforderliche technische Ausrüstung werden eingehend die Fragen der günstigsten Mikrofonaufstellung und der besonderen Probleme bei der Übertragung aus verschiedenartigen Studios behandelt. Rein technisch gehalten sind die Kapitel über Studioverstärker, Kontrollraum und Aussteuerungskontrolle. Ausführungen über die Eigenschaften der Übertragungsleitungen vom Studio zum Sender sowie über das Übertragungsnetz der BBC runden das Werk in gefälliger Form ab.

Wie bei den früheren Werken dieser Reihe berührt auch jetzt wieder die klare und leichtverständliche Art der Darstellung angenehm und sichert damit diesem Buch auch in Deutschland einen großen Leserkreis! -th

Photoelemente und Kristall-Photozellen

Von H. D. Schulz-Methke. Berlin 1955, Jakob Schneider Verlag, Berlin-Tempelhof. 144 S. m. 125 Abb. und 12 Tab. Preis kart. 7,50 DM, in Halbl. geb. 9,— DM.

Den Praktiker mit den Anwendungsmöglichkeiten der Fotoelemente bekannt zu machen, hat sich dieses Buch als Aufgabe gestellt. Dementsprechend behandeln etwa zwei Drittel des Inhaltes die meßtechnischen Anwendungen, die fotoelektrischen Schaltgeräte und die Messung und Registrierung kleiner Gleichspannungen sowie in kurzer Zusammenfassung fotoelektrische Geräte für Lehr- und Demonstrationsversuche.

Der Überblick in diesen Kapiteln gibt eine Vorstellung von den mannigfachen Verwendungsmöglichkeiten in der Licht- und Fototechnik, der kolorimetrischen und fluorometrischen Analyse, der Nephelometrie und der spektrochemischen Analyse sowie für Zählgeräte, Sicherungs- und Überwachungsanlagen und Steuerungen. Bei den Methoden zur Messung und Registrierung kleiner Gleichspannungen hätte man allerdings außer über Zerhacker-Verstärker auch gern etwas über die mit Schwingkondensator und phasenempfindlichen Gleichrichtern arbeitenden Methoden gelesen.

In den einleitenden Kapiteln über die physikalischen Eigenschaften der Fotoelemente vermißt man ferner leider etwas die sorgfältige Durcharbeitung, die gerade für den Praktiker, der sich mit diesen Grundlagen vertraut machen will, besonders wichtig ist. Hier stört die von der üblichen Darstellung abweichende Bezeichnung mit lateinischen an Stelle von griechischen Buchstaben, während an anderen Stellen (Abb. 2) der Weg der Elektronen in einer Fotozelle mit ϵ bezeichnet ist. Auch wäre es in Abb. 3 besser gewesen, die chemischen Symbole für Cäsium und Antimon nicht als Index zu schreiben. Die Darstellung der Wirkungsweise des Bildwandlers (S. 13) ist in dieser Form falsch.

Wenn bei einer Neuauflage diese kleinen Schönheitsfehler beseitigt werden, dann ist das Buch durchaus geeignet, dem Praktiker neben der Information über die technischen Anwendungen auch die unumgänglich notwendigen physikalischen Grundbegriffe nahezubringen. -th

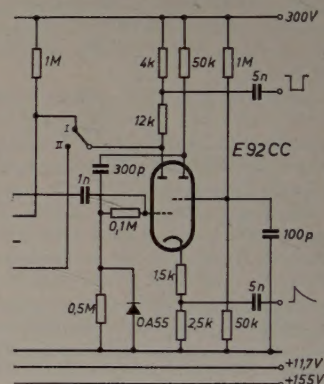
Kunststoff-Taschenbuch

Von Hj. Saechtling und W. Zebrowski. 10. Ausgabe 1954, Carl Hanser Verlag München. 378 S. m. zahlreichen Tab. u. Abb. Format 11,5 × 17,5 cm. Preis in Mipolam geb. 10,80 DM.

Die große Bedeutung der Kunststoffe für die gesamte Elektrotechnik läßt immer wieder gern zu dem jetzt in der 10. Ausgabe vorliegenden übersichtlichen und handlichen Taschenbuch greifen. Die Tafeln, Tabellen und Verzeichnisse haben gegenüber der letzten Ausgabe an Umfang zugenommen. Ebenso geben fast alle anderen Kapitel durch Erweiterung den neuesten Stand der Technik wieder. Zusätzlich findet man neue Kapitel über Herstellung von Halbfabrikaten aus härtbaren Schichtstoffen, Polyätherazetate, Elastische härtbare Preßmassen, Härtbare Preßmassen für Korrosionsschutz, Mischpreßmassen, Prüfung der Kriechstromfestigkeit. —h

Berichtigung

Vom Verfasser des Aufsatzes „Rückwärtsschaltung mit der dekadischen Zählröhre E 1 T“ in ELEKTR. RUNDSCHAU Bd. 9 (1955) Nr. 4, S. 138-139, wurde eine Ergänzung zu Abb. 2 nachgereicht. Die Schaltung der Endstufe muß der nebenstehenden Skizze entsprechen.



RELAYS
Fernsteuergeräte
Bauteile für die Fernmeldetechnik
FRANZ BAUMGARTNER
Fabrik elektrischer Apparate
KÖLN-NIEHL, Bremerhavenerstrasse 44

Förderer
FERNSCHWANTENNE Nr. 155
Eine gute ANTENNE ist der beste Verstärker
KATALOG GRATIS
JOHS. FÖRDERER SOHNE G.M.B.H. · NIEDERESCHACH (Schwarzwald)
SPEZIALFABRIK FÜR RUNDPUNKTECHNIK

Stabilisatoren

und Eisenwasserstoffwiderstände zur Konstanthaltung von Spannungen u. Strömen



Stabilovolt

GmbH.

Berlin NW 87 · Sickingenstraße 71

Telefon 39 40 24

Duraq

APPARATEBAU G. m. b. H.
HAMBURG-NIENDORF

- Lichtelektrische und elektronische Regel-, Steuer- und Kontrollgeräte für Maschinen u. Anlagen aller Art
- Zähl- und Abzählgeräte
- Unfallschutz durch Lichtschranken
- Strahlungsmeßgeräte

Elektronen-Röhren
Bewährte Lieferanten von Behörden und staatlichen Organisationen, für Rundfunk und Fernsehen, Luft- und Seefahrt, Industrie u. Handel, Forschung
EXPORT-IMPORT GERMAR WEISS
FRANKFURT AM MAIN